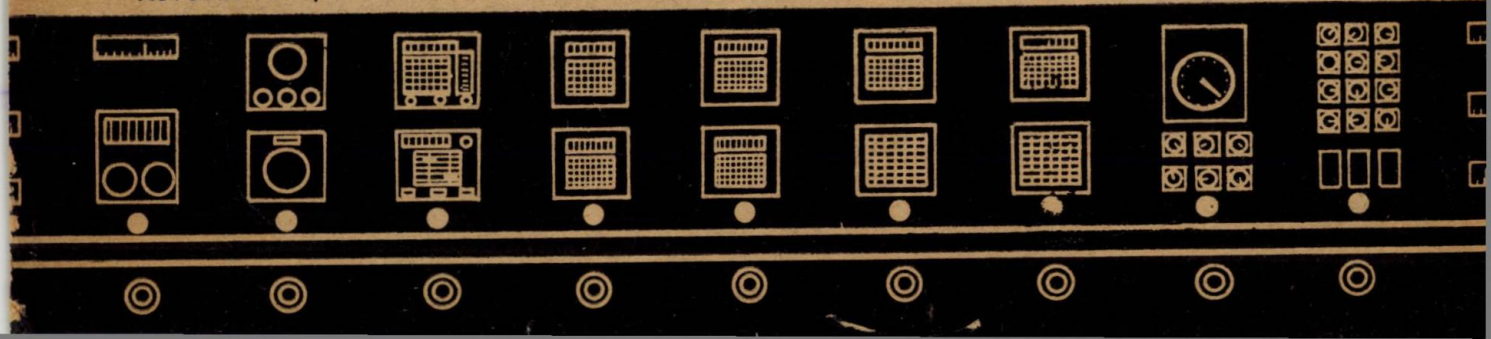
E 2551
04
R TK

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

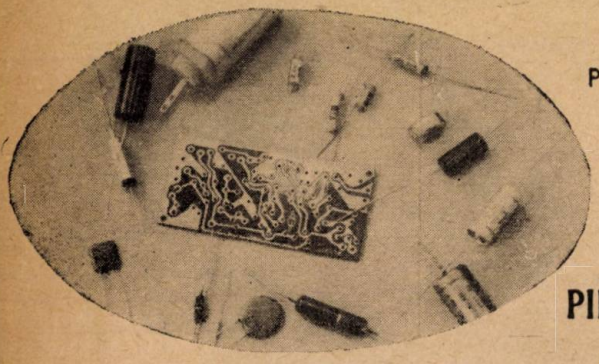
1

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA ● BUCUREŞTI ● VOLUMUL 14 ● Nr. 1 ● IANUARIE—FEBRUARIE 1970



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, SECTORUL 2, TELEFON 33.38.30, TELEX 0112C

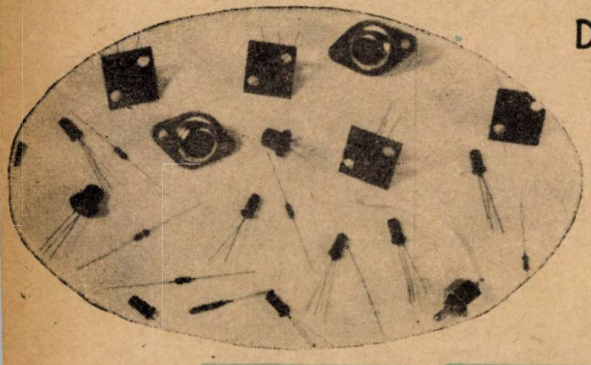


PRODUCE :

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general —
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

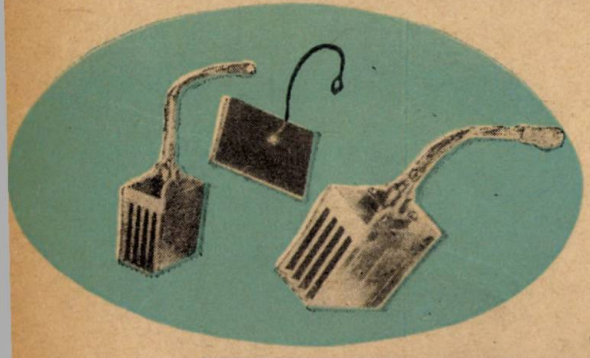
IPRS



DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de inaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

IPRS



I.P.R.S. – Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la :

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, BUCUREŞTI SECTORUL 2

OKSZAGOS MÚSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS FOLYPONT 1883

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Vol. 14 (1970), nr. 1, ianuarie—februarie, p. 1—46

CUPRINS

CZ 519.2 :621—52

Ionescu, G. :

Metode statistice pentru identificarea proceselor automatizate (I).

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian-febr 1970, p. 1—9

Se expun considerații teoretice generale asupra identificării proceselor industriale prin metode statistice.

CZ 621—501.72

Ceangă, E. și *Bivol, I.* :

Identificarea proceselor utilizînd modele ajustabile.

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian—febr 1970, p. 9—16

În cadrul problemei identificării proceselor utilizînd metoda aproximațiilor stocastice se prezintă un nou algoritm de identificare cu ajutorul modelelor ajustabile.

CZ 621.311.1 : 621.3.072.6 :.621.3.072.8

Arie Ecaterina și *Manea, Fl.* :

Identificarea caracteristicilor sistemului electroenergetic pentru studiul reglajului frecvență-putere.

Automatica și Electronica **14** nr. 1, ian—febr 1970, p. 17—22

Se determină funcția de transfer a sistemului energetic din punct de vedere al reglajului automat al frecvenței și puterii de schimb.

CZ 621—52

Tertișco, M. și *Șarlea, I.* :

Determinarea experimentală a caracteristicilor statice.

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian—febr 1970, p. 22—27

Lucrarea cuprinde o privire critică asupra metodelor folosite la determinarea experimentală a caracteristicilor statice ale proceselor automatizate.

CZ 621.382.233

Silard, A. :

Unele sisteme închise de comandă pentru tiristoarele bioperaționale.

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian—febr 1970, p. 28—33

Se expun problemele acestor sisteme pentru tiristoarele bioperaționale (cu stingere pe poartă), cu diferite tipuri de parametri informaționali (curent anodic, tensiune pe rezistența de sarcină etc.).

CZ 621.373 :621.3.018.4

Manolescu Anca și *Manolescu, A.* :

Asupra stabilității frecvenței unor oscilatoare RC cu constante distribuite.

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian—febr 1970, p. 34—37

Scopul articolului este de a studia stabilitatea frecvenței unor oscilatoare RC cu constante distribuite și de a compara rezultatele cu cele obținute în cazul folosirii unor rețele clasice cu constante concentrate.

CZ 621.316.722.1 :621.3.014.2

Tătaru, Em. :

Parametrii de stabilizare ai stabilizatorului cu funcționare în regim de comutare.

Automatica și Electronica **14**, nr. 1, ian—febr 1970, p. 38—39

RECENZII 40—44

DOCUMENTARE 44—45

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 40060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 4047.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969.

40 545

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICA DE AUTOMATICA, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 1—46) nr. 1, ianuarie—februarie București, 1970

Ing. GABRIEL IONESCU

Metode statistice pentru identificarea proceselor automatizate (I)

În funcționarea proceselor automatizate, pe lîngă mărimile determinate de acțiunea sistemului automat și care pot fi evaluate pe baza caracteristicilor funcționale ale acestuia, intervin și mărimi perturbatoare. Aceste mărimi perturbatoare, de natură internă sau externă, acționează asupra procesului automatizat de o asemenea manieră încît nu pot fi separate și măsurate independent de celelalte mărimi. Ele prezintă, de regulă, variații aleatorii în timp și, ca urmare, nu pot fi caracterizate decît prin proprietățile lor statistice.

În condițiile acționării perturbațiilor, identificarea proceselor automatizate, pe baza interpretării răspunsului acestora la mărimi de intrare avînd o variație de timp prestabilită (metode de identificare cu semnale de probă deterministice), poate fi afectată de erori importante datorite tocmai influenței acestor perturbații, care se reflectă în aceea că mărimile de la ieșire conțin, pe lîngă răspunsul util, și componente determinate de perturbații.

Pentru eliminarea acestor erori și obținerea unei precizii acceptabile se impun precauții speciale, cum ar fi creșterea amplitudinii semnalelor de testare pentru a realiza un raport convenabil semnal util-perturbație sau efectuarea unui număr mare de determinări care, prin medierea rezultatelor, să conducă la înlăturarea efectului perturbațiilor aleatorii, avînd o distribuție normală a densității de probabilitate. Utilizarea unor asemenea procedee nu este însă totdeauna posibilă. Primul procedeu poate împinge procesul într-un regim de funcționare neliniară sau este limitat de anumite condiții tehnologice, iar cel de-al doilea prin creșterea excesivă a numărului de determinări reclamă un timp lung de experimentare, în care ipoteza curent admisă că parametrii procesului nu variază în timp poate să nu fie respectată și ridică totodată probleme de ordin economic.

O cale care permite evitarea acestor dificultăți este aceea a utilizării metodelor statistice însoțite de procedee de experimentare corespunzătoare.

Metodele statistice de identificare se pot grupa în două categorii:

— metode statistice active, care folosesc semnale de probă aleatorii aplicate la intrarea procesului;

— metode statistice pasive, fără semnale de probă, bazate pe mărimile care apar în funcționarea normală a procesului.

Datorită avantajelor esențiale pe care le prezintă pentru deducerea corectă a modelului matematic al proceselor automatizate, ambele categorii de metode au cunoscut o aplicare frecventă, în ultima vreme, în operațiile de identificare.

În cele ce urmează se vor expune, pe scurt, cîteva dintre realizările și tendințele cele mai importante în acest domeniu, completate cu unele rezultate obținute la Institutul politehnic București, sub conducerea prof. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România.

1. Metode statistice active pentru identificarea proceselor

Metodele de identificare cu semnale de probă aleatorii se bazează pe determinarea funcțiilor de corelație sau de densitate spectrală ale mărimilor de la intrarea și de la ieșirea procesului care, în anumite condiții, pot reprezenta în mod nemijlocit caracteristicile dinamice ale procesului.

1. 1. *Relații de bază*

Pentru ilustrarea principiului acestor metode și prezentarea relațiilor de bază care se folosesc, fie un proces simplu cu o intrare și o ieșire, re-

prezentat în figura 1. Procesul este considerat liniar, caracterizat prin funcţia pondere $y(t)$.

S-a presupus că perturbaţia x_p (t), mărime aleatorie ergodică, acţionează la ieşire fără ca aceasta să constituie o limitare. Aplicarea perturbaţiei la intrare sau în oricare alt punct al

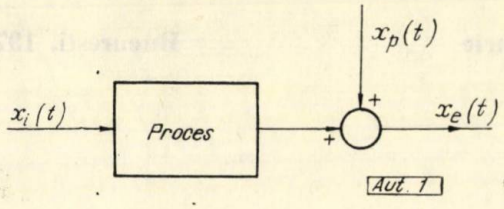


Fig. 1

procesului, considerat liniar, este reductibilă la acest caz.

În scopul identificării se aplică la intrare semnalul de probă aleatoric ergodic x_i (t). La ieşire poate fi măsurată numai mărimea $x_e(t)$ care, aşa rezultă şi din figură, cuprinde atît răspunsul procesului la mărimea de intrare, cît şi perturbaţia, adică :

$$x_e(t) = \int_0^\infty y(\theta)\, x_i(t-\theta)\, \mathrm{d}\theta + x_p(t) \quad (1.1)$$

şi este de asemenea o mărime aleatorie ergodică.

Relaţia care permite exprimarea legăturii statistice dintre mărimile $x_e(t)$ şi $x_e(t)$ este funcţia de intercorelaţie a celor două mărimi :

$$R_{x_e x_i}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x_i(t)\, x_e(t+\tau)\, \mathrm{d}t. \quad (1.2)$$

Înlocuind în (1.2) expresia lui x_e (t) din (1.1), după cîteva transformări rezultă :

$$R_{x_e x_i}(\tau) = \int_0^\infty y(\theta)\, R_{x_i x_i}(\tau-\theta)\, d\theta + R_{x_p x_i}(\tau), \quad (1.3)$$

n care :

$$R_{x_i x_i}(\tau-\theta) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x_i(t-\theta)\, x_i(t-\tau)\, \mathrm{d}t$$

este funcţia de autocorelaţie a intrării şi :

$$R_{x_p x_i}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x_p(t)\, x_i(t-\tau)\, \mathrm{d}t$$

este funcţia de intercorelaţie dintre perturbaţie şi semnalul de la intrare.

Admiţînd că perturbaţia şi semnalul de intrare nu sînt corelate (sau sînt foarte slab corelate), ceea ce corespunde cel mai adesea situaţiei reale, cel de-al doilea termen al relaţiei (1.3) poate fi neglijat şi atunci :

$$R_{x_e x_i}(\tau) \cong \int_0^\infty y(\theta)\, R_{x_i x_i}(\tau-\theta)\, d\theta. \quad (1.4)$$

Aplicînd expresiei (1.4) transformarea Fourier, se obţine :

$$S_{x_e x_i}(j\omega) = Y(j\omega)\, S_{x_i x_i}(\omega), \quad (1.5)$$

unde : $S_{x_i x_i}$ (ω) este funcţia de densitate spectrală (de putere) a mărimii de intrare ;

$S_{x_e x_i}$ $(j\omega)$ — funcţia de densitate interspectrală a celor două mărimi $x_i(t)$ şi $x_e(t)$;

$Y(j\omega)$ — funcţia de transfer a procesului.

Analizînd ultimele relaţii (1.4) şi (1.5), se constată că ele sînt similare cu cele care stabilesc legătura dintre mărimea de intrare şi cea de ieşire la sistemele liniare, cu observaţia că aici rolul mărimilor de intrare şi de ieşire îl au funcţia de autocorelaţie a intrării şi funcţia de intercorelaţie dintre intrare şi ieşire, respectiv funcţia de densitate spectrală a intrării şi funcţia de densitate interspectrală.

Rezultă astfel că prin cunoaşterea funcţiilor de corelaţie se poate obţine cu ajutorul relaţiilor (1.4) funcţia pondere $y(t)$ care caracterizează procesul în domeniul timpului, sau prin cunoaterea funcţiilor de densitate spectrală cu relaţia (1.5) se poate deduce funcţia de transfer care constituie modelul procesului în domeniul complex.

Rezolvarea ecuaţiilor precedente în sensul explicitării funcţiei pondere şi, respectiv, a funcţiei de transfer nu este însă, în general, o operaţie uşoară şi reclamă calcule laborioase. Există însă posibilitatea de simplificare considerabilă dacă se dispune de un semnal de probă aleatoriu a cărui funcţie de autocorelaţie să fie de forma funcţiei impuls Dirac, ceea ce ar însemna :

$$R_{x_i x_i}(\tau) = \delta(\tau) \quad (1.6)$$

şi :

$$S_{x_i x_i}(\omega) = 1 \text{ pentru } -\infty \leqslant \omega \leqslant +\infty.$$

Atunci relaţiile (1.4) şi (1.5) devin :

$$R_{x_e x_i}(\tau) = \int_0^\infty y(\theta)\, \delta(\tau-\theta)\, \mathrm{d}\theta = y(\tau); \quad (1.7)$$

$$S_{x_e x_i}(j\omega) = Y(\mathrm{j}\omega), \quad (1.8)$$

adică funcţia de intercorelaţie dintre intrare şi ieşire reprezintă funcţia pondere a procesului, iar funcţia de densitate interspectrală, chiar funcţia de transfer.

Se poate desprinde astfel concluzia că o problemă esenţială pentru aplicarea eficientă a metodelor de identificare statistică active o constituie elaborarea şi obţinerea practică a unor semnale de probă care să satisfacă într-o măsură cît mai bună condiţiile (1.6).

1. 2. Semnale de probă pentru identificarea statistică a proceselor

Semnalul aleatoriu ale cărui proprietăţi statistice sînt de aşa natură încît satisfac integral relaţiile (1.6) este cunoscut sub denumirea de zgomot alb.

Obţinerea practică a unui semnal de acest tip nu este posibilă. Într-adevăr, generarea unui semnal cu o densitate spectrală constantă într-o bandă infinită de frecvenţe ar necesita un generator de putere infinită. Datorită caracteristicilor de filtru trece-jos pe care le prezintă procesele automatizate, o asemenea proprietate nu este nici necesară. Ca urmare, în aplicaţii se pot utiliza semnale aleatorii avînd funcţia de densitate spectrală constantă într-o bandă de frecvenţe limitată ($-\omega_c \leqslant \omega \leqslant +\omega_c$) şi care se pot obţine printr-o filtrare adecvată a semnalelor emise de surse primare de zgomote: rezistoare, transistoare, tuburi electronice, fotoelemente etc. Densitatea de probabilitate pentru aceste semnale are o distribuţie normală (gaussiană).

Funcţia de densitate spectrală (de putere) a unui semnal $x(t)$ de acest tip se exprimă în modul următor:

$$S_{xx}(\omega) = \begin{cases} A^2 & \text{pentru } -\omega_c \leqslant \omega \leqslant +\omega_c \\ 0 & \text{pentru } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (1.9)$$

Funcţia de autocorelaţie se deduce aplicînd transformarea Fourier inversă asupra relaţiei (1.9):

$$R_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{+\omega_c} A^2 e^{j\omega\tau}\,d\omega = \frac{A^2\,\omega_c}{\pi}\cdot\frac{\sin\omega_c\tau}{\omega_c\tau}. \quad (1.10)$$

Funcţia de densitate spectrală $S_{xx}(\omega)$ şi cea de autocorelaţie $R_{xx}(\tau)$, corespunzătoare relaţiilor (1.9) şi (1.10), sînt trasate grafic în figurile 2 şi 3.

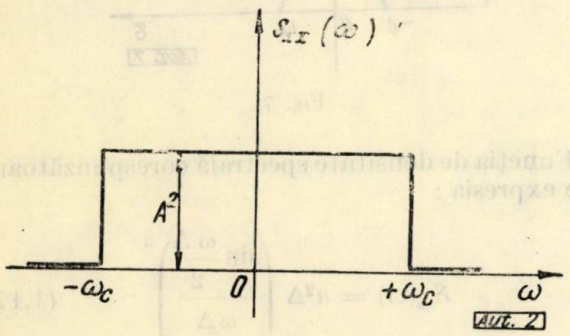


Fig. 2

Realizarea fizică a unui semnal cu funcţia de densitate spectrală exprimată prin relaţia (1.9) ar presupune existenţa unui filtru trece-jos ideal, care să atenueze complet componente corespunzînd oricărei pulsaţii mai mari decît valoarea limită ω_c şi să nu introducă nici o atenuare pentru pulsaţiile inferioare acesteia. Filtrele trece-jos reale atenuează considerabil frecvenţele înalte, însă nu pot conduce la asemenea variaţii discontinue în funcţia de densitate spectrală, ceea ce face ca în mod practic să se

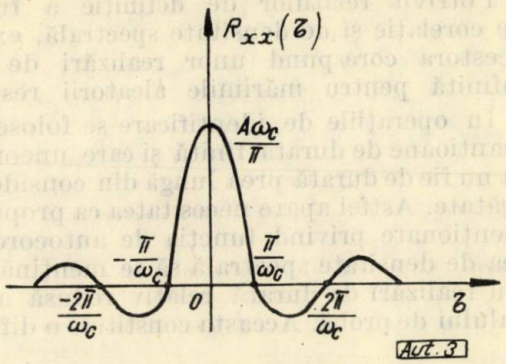


Fig. 3

realizeze o funcţie de densitate spectrală de forma celei reprezentate în figura 4 şi a cărei expresie matematică este:

$$S_{xx}(\omega) = \frac{\mu^2 A^2}{\mu^2 + \omega^2}, \quad (1.11)$$

în care μ este un coeficient care indică lărgimea de bandă pentru funcţia de densitate spectrală.

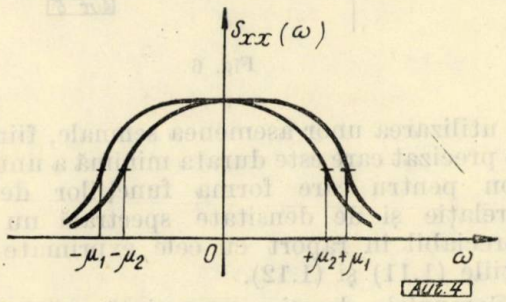


Fig. 4

Funcţia de autocorelaţie pentru un astfel de semnal are expresia:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{\mu}{2}\cdot A^2 e^{-\mu|\tau|}$$

şi este reprezentată în figura 5.

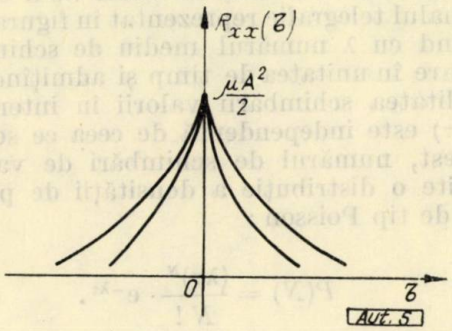


Fig. 5

Cu cît μ este mai mare, cu atîta semnalul respectiv are caracteristici mai apropiate de acelea ale zgomotului alb, ceea ce justifică atribuirea denumirii de zgomot alb de bandă limitată.

Construcţia unui generator de semnale avînd caracteristicile zgomotului alb de bandă limitată, realizat la Institutul politehnic Bucureşti, este descrisă în [3].

Potrivit relaţiilor de definiţie a funcţiilor de corelaţie şi de densitate spectrală, expresiile acestora corespund unor realizări de durată infinită pentru mărimile aleatorii respective.

În operaţiile de identificare se folosesc însă eşantioane de durată finită şi care uneori se cer să nu fie de durată prea lungă din considerentele arătate. Astfel apare necesitatea ca proprietăţile menţionate privind funcţia de autocorelaţie şi cea de densitate spectrală să se menţină şi pentru realizări de durată relativ redusă ale semnalului de probă. Aceasta constituie o dificultate

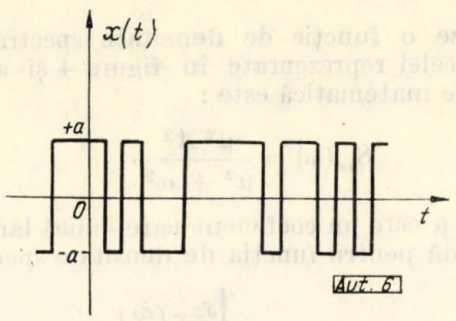


Fig. 6

în utilizarea unor asemenea semnale, fiind greu de precizat care este durata minimă a unui eşantion pentru care forma funcţiilor de autocorelaţie şi de densitate spectrală nu diferă apreciabil în raport cu cele exprimate de relaţiile (1.11) şi (1.12).

Semnalele descrise reprezintă mărimi aleatorii ergodice avînd o variaţie continuă în timp. O categorie de semnale aleatorii, care are proprietăţi utile pentru identificarea cu ajutorul metodelor enunţate, o formează semnalele aleatorii binare. Aceste semnale pot lua numai două valori în amplitudine $\pm$ a, trecerea de la o valoare la alta avînd un caracter aleatoriu. Un semnal aleatoriu binar de acest tip îl constituie semnalul telegrafic reprezentat în figura 6.

Notînd cu λ numărul mediu de schimbări de valoare în unitatea de timp şi admiţînd că probabilitatea schimbării valorii în intervalul $(t, t+\tau)$ este independentă de ceea ce se petrece în rest, numărul de schimbări de valoare N admite o distribuţie a densităţii de probabilitate de tip Poisson :

$$P(N) = \frac{(\lambda\tau)^N}{N!} \cdot e^{-\lambda\tau}. \qquad (1.13)$$

Funcţia de autocorelaţie a unui astfel de semnal este :

$$R_{xx}(\tau) = a^2 e^{-2\lambda|\tau|} \qquad (1.14)$$

şi cea de densitate spectrală :

$$S_{xx}(\omega) = \frac{4\lambda^2 a^2}{4\lambda^2 + \omega^2}. \qquad (1.15)$$

Expresiile (1.14) şi (1.15) sînt similare cu (1.12) şi (1.11), ceea ce indică proprietăţi statistice identice cu cele ale zgomotului alb de bandă limitată.

O posibilitate de a obţine semnale aleatorii binare o oferă eşantionarea cu o perioadă Δ a unui semnal aleatoriu de bandă largă cu variaţia continuă şi formarea unor semnale avînd valoarea $+a$ dacă mărimea eşantionată la un moment dat $k\Delta$ este pozitivă ($x(k\Delta) > 0$), şi valoarea $-a$ dacă aceasta este negativă ($x(k\Delta) < 0$). Întrucît semnalul primar este aleatoriu, semnul mărimilor la momentele de eşantionare şi ca urmare trecerea de la o valoare la alta a semnalului format vor avea un caracter aleatoriu, rezultînd deci ceea ce s-a căutat, un semnal aleatoriu binar.

Considerînd că semnalul primar este gaussian, probabilitatea de a apărea o valoare sau cealaltă va fi egală, ceea ce conduce la o funcţie de autocorelaţie :

$$R_{xx}(\tau) = \begin{cases} a^2\left(1 - \dfrac{|\tau|}{\Delta}\right) & \text{pentru } 0 \leqslant |\tau| < \Delta \\ 0 & \text{pentru } \Delta \leqslant |\tau| < \infty \end{cases} \qquad (1.16)$$

care, aşa cum este reprezentată în figura 7, apare de forma unui impuls triunghiular.

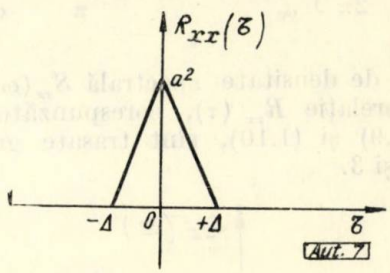


Fig. 7

Funcţia de densitate spectrală corespunzătoare are expresia :

$$S_{xx}(\omega) = a^2\Delta\left(\frac{\sin\dfrac{\omega\Delta}{2}}{\dfrac{\omega\Delta}{2}}\right)^2 \qquad (1.17)$$

şi este reprezentată în figura 8.

Un asemenea procedeu ar putea provoca întrebarea ce avantaje aduce din moment ce este necesar să se dispună întîi de un semnal aleatoriu continuu. Răspunsul constă în aceea că semnalele binare oferă o serie de avantaje privitor la efectuarea practică a operaţiilor de

determinare a funcţiilor de corelaţie. Aceste avantaje decurg din posibilitatea aplicării tehnicii numerice în calculul automat al funcţiilor de corelaţie (operaţiile de înmulţire prin simple

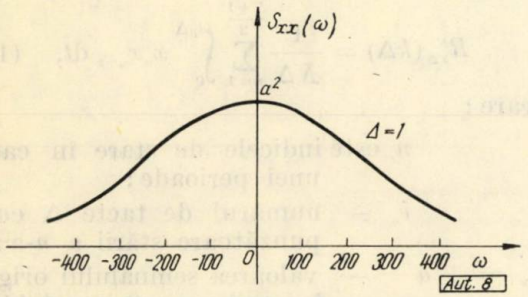


Fig. 8

circuite de coincidenţă, integrarea cu circuite de numărare etc.).

Deşi prezintă aceste avantaje, semnalele aleatorii binare nu înlătură nici ele dezavantajul de a necesita realizări de durată mare pentru a asigura funcţiile de autocorelaţie şi de densitate spectrală menţionate.

În ultimii ani s-au impus în identificarea statistică semnalele cunoscute sub denumirea de semnale binare pseudoaleatorii, care permit obţinerea unor caracteristici similare cu cele ale semnalelor aleatorii prezentate mai înainte, pe baza unor realizări de durată finită, aceasta putînd fi predeterminată şi ajustată în funcţie de necesitate. În acest mod, dezavantajul subliniat mai sus este eliminat şi există o certitudine în ceea ce priveşte realizarea efectivă a proprietăţilor preconizate pentru semnalul de probă.

Semnalele binare pseudoaleatorii sînt mărimi deterministice şi nu aleatorii dar în ceea ce priveşte funcţiile de autocorelaţie şi de densitate spectrală acestea coincid în bună măsură cu cele ale semnalelor aleatorii continue sau binare. Ele se prezintă sub forma unor succesiuni de valori binare care sînt distribuite în timp după o anumită lege şi care se repetă cu o perioadă dată.

Folosind metode bazate pe teoria numerelor, au fost elaborate reguli de sinteză a unor succesiuni periodice de semnale binare corespunzătoare acestui scop. Printre cele mai importante sînt :

— succesiuni de semnale binare cu perioada $N = 2^p - 1$, p fiind număr întreg, generate prin relaţii de recurenţă liniară ;

— coduri de reziduuri pătratice de perioadă N, unde N este un număr prim de forma $4K-1$, K fiind întreg.

Dintre acestea cele mai frecvent aplicate sînt primele care pot fi generate în mod simplu de un registru de deplasare cu p etaje, prevăzut cu reacţie constînd în suma modulo 2 a semnalelor de la anumite etaje convenabil alese ca să rezulte perioada $N = 2^p - 1$. Un exemplu de semnal binar pseudoaleatoriu, generat de un registru de deplasare cu cinci etaje şi reacţie sumă modulo 2 între etajele 2 şi 5, avînd perioada $N = 2^5 - 1 = 31$, este reprezentat în figura 9.

Celor două nivele de amplitudine ale semnalului li s-au atribuit în acest caz valorile a şi 0 corespunzător funcţiunii unui registru de deplasare

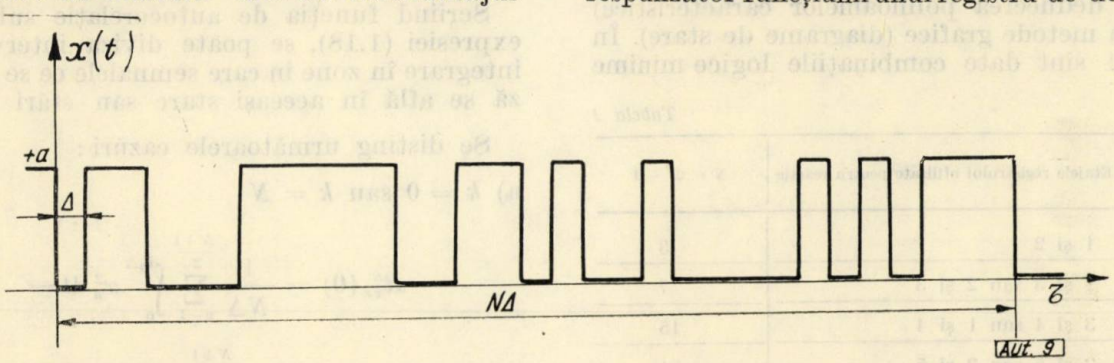


Fig. 9

alcătuit din înserierea de circuite bistabile cu transistoare, dar prin modificări simple de schemă celor două nivele li se pot asocia valori $+a$ şi $-a$, semnalul devenind analog cu cel din figura 6.

Cu privire la semnalul reprezentat în figura 9 se pot enunţa cîteva dintre proprietăţile cele mai importante :

a) Semnalul se repetă periodic cu perioada $N\Delta$ (exprimată în unităţi de timp), în care N este numărul de tacte cuprinse într-o perioadă şi a căror valoare se calculează cu relaţiile menţionate, iar Δ este durata unui tact.

b) În cursul unei perioade, semnalul este constituit dintr-o succesiune de impulsuri de amplitudine a şi de durată Δ sau multipli de Δ. În fiecare perioadă numărul de tacte în care semnalul are valoarea a diferă de numărul de tacte în care are valoarea 0 cu o unitate.

c) Numărul total de stări (impulsuri + pauze) în decurs de o perioadă este $\frac{N+1}{2}$. Dintre aceste stări, jumătate au durata egală cu Δ, un sfert au durata de 2Δ, o optime au durata de

3Δ etc. Numărul de impulsuri de o anumită durată $k\Delta$ este egal cu numărul de pauze avînd aceeaşi durată, dacă se ţine seamă că există un impuls de durată $p\Delta$ căruia îi corespunde pauză de durată $(p-1)\Delta$.

d) Efectuînd o permutare ciclică asupra succesiunii de impulsuri dintr-o perioadă, se obţine un semnal care, comparat cu cel original, prezintă un număr de coincidenţe care diferă de numărul de necoincidenţe cu o unitate.

e) Perioada maximă a semnalelor binare pseudoaleatorii care pot fi generate cu ajutorul unui registru de deplasare avînd p etaje este $N=2^p - 1$. Obţinerea perioadei maxime este posibilă numai pentru anumite combinaţii logice pe calea de reacţie, în general rezultînd succesiuni de perioadă mai redusă.

Determinarea acelor combinaţii care să asigure perioada de lungime maximă cu un număr minim de funcţii logice sumă modulo 2 constituie o problemă de minimizare logică ce poate fi rezolvată prin metode analitice (exprimarea matricială şi deducerea polinoamelor caracteristice) sau prin metode grafice (diagrame de stare). În tabela 1 sînt date combinaţiile logice minime

Tabela 1

p	Etajele registrului utilizate pentru reacţie	$N = 2^p - 1$
2	1 şi 2	3
3	1 şi 3 sau 2 şi 3	7
4	3 şi 4 sau 1 şi 4	15
5	3 şi 5 sau 2 şi 5	31
6	5 şi 6	63
7	4 şi 7	127
8	4, 5, 6, 8	255
9	5 şi 9	511
10	7 şi 10	1023
11	9 şi 11	2047

care conduc la semnale binare pseudoaleatorii de lungime maximă pentru registre cu număr diferit de etaje.

Ţinînd seamă de proprietăţile enunţate, se poate demonstra că semnalele binare pseudoaleatorii au o funcţie de autocorelaţie a cărei expresie este similară cu (1.16). În acest scop a fost elaborat procedeul de calcul care va fi prezentat în continuare.

Avînd în vedere caracterul periodic al semnalului şi funcţia sa de autocorelaţie va fi periodică, repetîndu-se cu aceeaşi perioadă. Ca urmare calculul funcţiei de autocorelaţie se va efectua pe un interval egal cu o perioadă $N\Delta$. Pentru uşurinţa calculelor, parametrul de întîrziere τ se va exprima în raport de tactul Δ, sub forma $\tau = k\Delta$. Notînd cu $R^N_{xx}(k\Delta)$ funcţia de autocorelaţie a semnalului binar pseudoaleatoriu pe durata $N\Delta$, pornind de la relaţia de definiţie, se poate stabili următoarea relaţie de calcul:

$$R^N_{xx}(k\Delta) = \frac{1}{N\Delta} \sum_{n=1}^{\frac{N+1}{2}} \int_0^{i_n\Delta} x_n x_{n+k}\, dt, \quad (1.18)$$

în care:

n este indicele de stare în cadrul unei perioade;

i_n — numărul de tacte Δ corespunzătoare stării a n-a;

$x_n = \pm a$ — valoarea semnalului original în starea n-a (s-a considerat un semnal cu nivelele de amplitudine $\pm a$);

$x_{n+k} = \pm a$ — valoarea semnalului decalat cu $k\Delta$ în raport cu semnalul original.

Scriind funcţia de autocorelaţie sub forma expresiei (1.18), se poate diviza intervalul de integrare în zone în care semnalele ce se corelează se află în aceeaşi stare sau stări diferite.

Se disting următoarele cazuri:

a) $k = 0$ sau $k = N$

$$R^N_{xx}(0) = \frac{1}{N\Delta} \sum_{n=1}^{\frac{N+1}{2}} \int_0^{i_n\Delta} x_n^2\, dt =$$

$$= \frac{1}{N\Delta} a^2 \sum_{n=1}^{\frac{N+1}{2}} i_n\Delta = a^2. \quad (1.19)$$

b) $0 < k < 1$ sau $N - 1 < k < N$

$$R^N_{xx}(k\Delta) = \frac{1}{N\Delta} \sum_{n=1}^{\frac{N+1}{2}} \left(\int_0^{k\Delta} x_n\, x_{n+k}\, dt + \right.$$

$$\left. + \int_{k\Delta}^{i_n\Delta} x_n\, x_{n+k}\, dt \right).$$

Primul termen al sumei din relaţia precedentă corespunde intervalului $k\Delta$, în care stările celor două semnale vor fi diferite, iar cel de-al doilea termen intervalului $(i_n\Delta - k\Delta)$, în care stările vor coincide astfel că:

$$R^N_{xx}(k\Delta) = \frac{1}{N\Delta} \sum_{n=1}^{\frac{N+1}{2}} (-a^2 k\Delta +$$

$$+ a^2 i_n\Delta - a^2 k\Delta) = \left(1 - \frac{N+1}{N} k\right) a^2. \quad (1.20)$$

c) $1 \leqslant k \leqslant N - 1$

Considerînd întîi k număr întreg, rezultă că semnalul decalat va fi o permutare ciclică a semnalului original. Atunci, aplicînd proprietatea d) şi observînd că numărul de necoincidenţe este mai mare cu o unitate decît numărul de coincidenţe, integrala (1.18) va avea valoarea :

$$R_{xx}^{N}(k\Delta) = \frac{1}{N\Delta}(-a^2\Delta) = -\frac{a^2}{N}. \quad (1.12)$$

Datorită caracterului ciclic al semnalului, proprietatea d) se păstrează pentru orice decalaj mai mare decît Δ, deci şi pentru orice k cuprins între 1 şi N-1, chiar dacă acesta nu este număr întreg ; astfel relaţia (1.21) îşi menţine valabilitatea.

Funcţia de autocorelaţie totală a unui semnal binar pseudoaleatoriu, care se repetă cu perioada $N\Delta$, are expresia generală :

$$R_{xx}(\tau) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} R_{xx}^{N}(\tau - mN\Delta),\ m = 0, \pm 1, \pm 2, \cdots \quad (1.22)$$

şi este reprezentată în figura 10.

Se poate constata că funcţia de autocorelaţie a acestui semnal are forma unor impulsuri triunghiulare care se succed cu perioada $N\Delta$. În afara acestora mai apare şi o componentă continuă de valoare $-\frac{a^2}{N}$ care însă, pentru N suficient de mare, devine neglijabilă în raport cu intensitatea impulsurilor. Aceasta permite să se considere că funcţia de autocorelaţie a semnalului binar pseudoaleatoriu este aceeaşi cu cea a unui semnal binar aleatoriu obţinut prin procedeul eşantionării zgomotelor şi aproximează suficient de bine funcţia de autocorelaţie a ununi zgomot alb de bandă limitată.

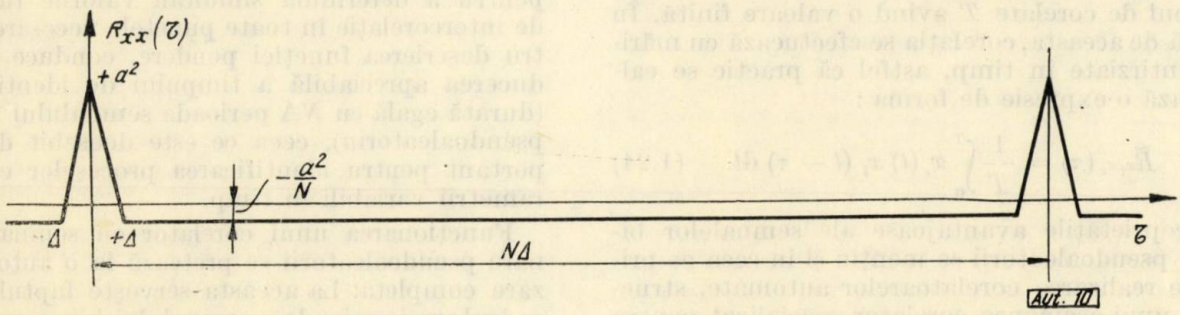


Fig. 10

Un procedeu de calcul analog permite deducerea expresiei funcţiei de autocorelaţie pentru semnalul binar pseudoaleatoriu, avînd valori de amplitudine a şi 0. Se are în vedere că acest semnal, notîndu-l cu $x_0(t)$, poate fi exprimat în raport cu precedentul prin relaţia :

$$x_0(t) = \frac{1}{2}[x(t) + a]. \quad (1.23)$$

Funcţia de autocorelaţie pentru semnale $x_0(t)$ este de forma şi are valorile din figura 11.

Semnalele binare pseudoaleatorii prezintă încă o proprietate importantă care le face să fie preferate celorlalte tipuri de semnale aleatorii, şi anume ele oferă posibilitatea realizării pe o cale foarte uşoară a variantelor întîrziate necesare în calculul funcţiilor de corelaţie. Se are în vedere în acest sens proprietatea că suma modulo 2 a două astfel de semnale decalate în timp cu un interval $k\Delta$ (k fiind număr întreg) are ca rezultat un semnal avînd aceleaşi proprietăţi cu cele însumate, însă decalat la rîndul său în raport cu acestea. Efectuînd suma modulo 2 a semnalelor preluate de la diverse etaje ale registrului şi repetînd de mai multe ori această operaţie, se poate obţine întreaga gamă de semnale cu decalaje $\Delta \leqslant k\Delta \leqslant (N-1)\Delta$, unde

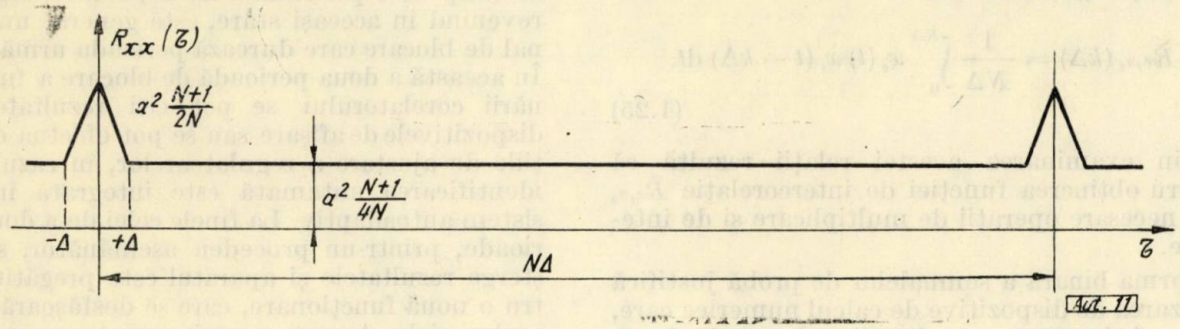


Fig. 11

$k = 1, 2, \ldots, N-1$. Importanţa acestei proprietăţi constă în aceea că nu mai sînt necesare dispozitivele de întîrziere complexe (de exemplu, linii de întîrziere) utilizate pentru obţinerea decalării semnalelor analogice.

Din considerentele expuse rezultă evident concluzia că semnalele binare pseudoaleatorii prezintă avantaje utile pentru identificarea proceselor prin metoda funcţiilor de corelaţie. În literatură (1], [8], [9] sînt prezentate exemple de aplicare a lor pentru determinarea caracteristicilor dinamice ale unor schimbătoare de căldură, reactoare nucleare, coloane de distilare, cuptoare de tratamente termice.

Un generator de semnale binare pseudoaleatorii, prevăzut cu posibilitatea furnizării simultane cu semnalul original şi a mai multor variante întîrziate, a fost realizat la Institutul politehnic Bucureşti [3].

1. 3. *Determinarea automată a funcţiilor de corelaţie*

Aşa cum s-a arătat, potrivit relaţiei (1.7), pentru semnale de probă cu funcţia de autocorelaţie de forma funcţiei impuls, efectuînd corelaţia dintre mărimea de la intrarea şi de la ieşirea procesului, se obţine funcţia pondere a acestuia. Operaţia de corelaţie se efectuează automat cu ajutorul dispozitivelor de calcul denumite corelatoare.

Corelatoarele determină o evaluare aproximativă a funcţiilor de auto sau intercorelaţie, timpul de corelare T avînd o valoare finită. În afară de aceasta, corelaţia se efectuează cu mărimi întîrziate în timp, astfel că practic se calculează o expresie de forma :

$$\widetilde{R}_{x_i x_e}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x_e(t)\, x_i\,(t-\tau)\,\mathrm{d}t. \qquad (1.24)$$

Proprietăţile avantajoase ale semnalelor binare pseudoaleatorii se menţin şi în ceea ce priveşte realizarea corelatoarelor automate, structura unui asemenea corelator specializat pentru identificări de procese fiind considerabil simplificată în raport cu corelatoarele curente de semnale aleatorii continue.

Ţinînd seamă că pentru semnalele binare pseudoaleatorii $T = N\Delta$ şi decalajele semnalelor întîrziate vor fi multipli întregi ai tactului Δ, relaţia (1.24) devine :

$$\widetilde{R}_{x_i x_e}(k\Delta) = \frac{1}{N\Delta}\int_0^{N\Delta} x_e(t)\, x_i\,(t-k\Delta)\,\mathrm{d}t. \qquad (1.25)$$

Din examinarea acestei relaţii rezultă că pentru obţinerea funcţiei de intercorelaţie $\widetilde{R}_{x_i x_e}$ sînt necesare operaţii de multiplicare şi de integrare.

Forma binară a semnalelor de probă justifică utilizarea de dispozitive de calcul numerice care, pe lîngă simplitatea realizării, asigură şi o bună precizie.

În acest sens apare necesitatea obţinerii mărimii continue de la ieşirea procesului $x_e(t)$ sub formă de impulsuri. Considerînd că la ieşirea procesului este prevăzut un traductor electric, aceasta se poate realiza cu un convertor tensiune frecvenţă de impulsuri. În situaţia cînd $x_e($ se prezintă sub froma unei succesiuni de impulsuri modulate în frecvenţă, operaţia de multiplicare cu semnalele binare pseudoaleatorii d amplitudine a şi 0 se efectuează cu circuite d coincidenţă, iar integrarea cu blocuri de numă rare.

Pentru a avea o reprezentare corectă a funcţiei pondere a procesului este necesar să se determine valorile $y(k\Delta)$, avînd o anumită distribuţie în intervalul de timp pe care este definită funcţia pondere. De regulă, pentru procese aperiodice sînt necesare valori mai frecvente la începutul intervalului. Aceasta se poate obţine alegînd pentru corelare variante întîrziate ale semnalului de probă cu decalaje corespunzătoare.

Operaţiile de calcul al funcţiilor de corelaţi se pot efectua succesiv pentru fiecare dintr decalajele adoptate, utilizînd în acest scop u corelator cu un singur canal sau simultan pentru mai multe decalaje, în acest caz fiind necesar un corelator cu mai multe canale în paralel

Un corelator paralel, care eventual să dispună de un număr de canale suficient de mar pentru a determina simultan valorile funcţi de intercorelaţie în toate punctele necesare pentru descrierea funcţiei pondere, conduce la reducerea apreciabilă a timpului de identificar (durată egală cu $N\Delta$ perioada semnalului bina pseudoaleatoriu), ceea ce este deosebit de important pentru identificarea proceselor cu parametrii variabili în timp.

Funcţionarea unui corelator cu semnale binare pseudoaleatorii se pretează la o automatizare completă. La aceasta serveşte faptul că în cadrul unei perioade a semnalului binar pseudoaleatoriu există un singur tact, în care toate cele p etaje ale registrului de deplasare se află în aceeaşi stare. Recunoscînd cu ajutorul unor dispozitive logice această stare, se poate genera în momentul respectiv un semnal de comandă a începerii funcţionării corelatorului, care durează timp de o perioadă $N\Delta$, după care, registrul revenind în aceeaşi stare, este generat un semnal de blocare care durează perioada următoare. În această a doua perioadă de blocare a funcţionării corelatorului se pot citi rezultatele la dispozitivele de afişare sau se pot efectua operaţiile de ajustare a regulatoarelor, în cazul cînd identificarea automată este integrată într-un sistem autoadaptiv. La finele celei de-a doua perioade, printr-un procedeu asemănător, se poate şterge rezultatele şi aparatul este pregătit pentru o nouă funcţionare, care se desfăşoară după acelaşi ciclu. Aceasta permite repetarea operaţiilor şi, prin aceasta, posibilitatea de identificări continue ale procesului.

Schema de principiu a unui corelator conceput conform celor arătate este prezentată în figura 12.

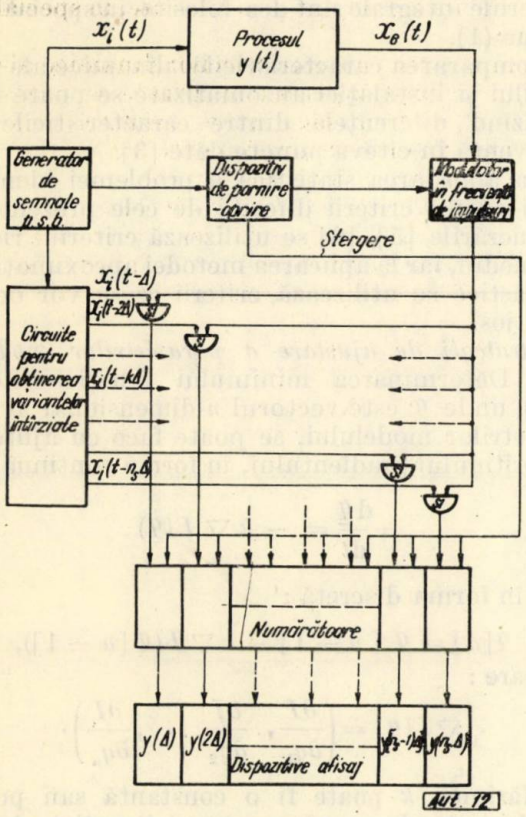


Fig. 12

Un astfel de corelator, în fază de aparat de laborator, a fost realizat la Institutul politehnic Bucureşti.

BIBLIOGRAFIE

[1] Golomb, S. W. *Digital communication with space application.* Prentice Hall, 1964.

[2] Chow, P. E. K., Duvies, A. C. *The synthesis of ciclic code generators.* În : Electronic eng., aprilie 1964.

[3] Ionescu, G., Tertişco, M. *Generatoare de semnale aleatorii şi pseudoaleatorii.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1968.

[4] Izawa, K., Furuta, K. *Apparatus to measure dynamic characteristics.* Third IFAC Congress, Londra, 1966, paper 15a.

[5] Solodovnikov, V. V. *Teoriia avtomaticeskovo regulirovaniia.* Moscova, Maşinostroienie, 1967.

[6] Elspas, B. *The theory of autonomous linear sequential networks.* În : Trans. IRE on circuit theory, C.T.—6, 1959.

[7] Tsao, S. H. *Generation of delayed replicas of maximal length linear binary sequences.* În : Proc. IEE, 111, 1964.

[8] Balcomb, J. D., Demuth, H. B., Gyftopoulos, E. P. *A cross correlation method for measuring the impulse response of reactor systems.* În : Nuclear science and engineering, nr. 11, 1961.

[9] Hazlerigg, A. D. G., Noton, A. R. M. *The application of cross correlating equipment to linear system identification.* În : Proc. IEEE, 112, 1965.

[10] Briggs, P. A. N., Godfrey, K. R., Hammond, P. H. *Estimation of process dynamics characteristics by correlation methods using pseudo-raudom signals.* IFAC symposium identification in automatic control systems, Praga, 1967.

[11] Krtolica, R. *Some applications of pseudo-random maximum length binary sequences in the statistical identification.* IFAC symposium identification in automatic control systems, Praga, 1967.

[12] Nikiforuk, P. N., Pronovost, R. J. *A three variable self-adaptive flight control system using discrete interval binary noise perturbation signals.* IFAC symposium identification in automatic control systems Praga, 1967.

Ing. E. CEANGĂ şi ing. I. BIVOL

Identificarea proceselor utilizînd modele ajustabile

1. Introducere

Există două posibilităţi principiale de folosire a tehnicii modelării pentru determinarea caracteristicilor instalaţiilor automatizate [1] :

— utilizarea în circuit deschis a dispozitivelor analogice sau numerice de modelare, parametrii modelului stabilindu-se după relaţii de calcul explicite ;

— folosirea metodelor de compensare.

Metodele de compensare implică realizarea unui model al instalaţiei automatizate, cu ajutorul dispozitivelor analogice sau numerice de modelare. Parametrii modelului se ajustează astfel încît să se extremizeze un criteriu de performanţă privind concordanţa caracteristicilor modelului cu cele ale obiectului. În figura 1 este dată schema de principiu pentru ajustarea automată a parametrilor $q_1, q_2, \ldots, q_n$ ai modelului.

Principalele probleme care se pun la realizarea modelelor ajustabile sînt : alegerea structurii

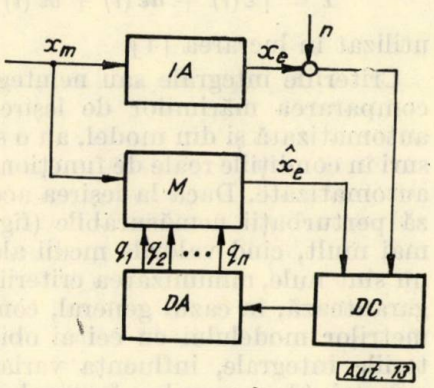


Fig. 1. *IA* — instalaţie automatizată ; *M* — model ajustabil ; *DC* — dispozitiv de comparaţie ; *DA* — dispozitiv de ajustare a parametrilor modelului.

modelului, formularea criteriului de comparaţie a obiectului cu modelul şi adoptarea strategiei de acordare a parametrilor modelului.

Alegerea structurii modelului. Structura modelului se alege utilizînd informaţiile apriorice privind caracteristicile instalaţiei automatizate. Este necesar deci ca, în prealabil, să se stabilească modelul analitic al instalaţiei automatizate. Dacă acesta rezultă destul de complicat, se realizează modele a căror structură aproximează structura reală a instalaţiei.

De cele mai multe ori, stabilirea structurii modelului are un caracter empiric. Unele excepţii de la această situaţie se referă la instalaţii automatizate liniare, pentru care se fac ipoteze restrictive privind condiţiile de funcţionare [2], [3].

Alegerea criteriului de comparaţie a modelului cu instalaţia automatizată. Metodele cele mai importante de definire a funcţiei-criteriu sînt :

— utilizarea integralei unei funcţii de eroarea $\varepsilon\ (t)$, ($\varepsilon(t)$ este diferenţa dintre mărimea de ieşire a instalaţiei automatizate şi mărimea de ieşire a modelului) ;

— utilizarea unei funcţii de valorile instantanee ale erorii $\varepsilon\ (t)$;

— compararea caracteristicilor dinamice ale modelului şi instalaţiei automatizate.

Din prima categorie, cel mai utilizat criteriu este :

$$I = \frac{1}{T}\int_0^T [x_e(t) - \hat{x}_e(t)]^2 w(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T \varepsilon^2(t)\, w(t)\,\mathrm{d}t, \qquad (1)$$

unde $w(t)$ este o funcţie de ponderare a erorii în intervalul de integrare.

Se mai pot utiliza criterii integrale de forma :

$$\int_0^t \tau|\varepsilon(\tau)|\,d\tau \text{ şi } \int_0^t \tau\varepsilon^2(\tau)\,\mathrm{d}\tau. \qquad (2)$$

Cu ajutorul valorilor instantanee ale erorii se poate formula criteriul :

$$I = [\varepsilon(t) + a\dot{\varepsilon}(t) + b\ddot{\varepsilon}(t) + \ldots], \qquad (3)$$

utilizat în lucrarea [4].

Criteriile integrale sau neintegrale, bazate pe compararea mărimilor de ieşire din instalaţia automatizată şi din model, au o serie de neajunsuri în condiţiile reale de funcţionare a instalaţiei automatizate. Dacă la ieşirea acesteia acţionează perturbaţii nemăsurabile (fig. 1) şi, cu atît mai mult, cînd valorile medii ale perturbaţiilor nu sînt nule, minimizarea criteriilor amintite nu garantează, în cazul general, concordanţa parametrilor modelului cu cei ai obiectului. La criteriile integrale, influenţa variaţiilor unor parametri (de exemplu factorul de amplificare) asupra valorii funcţiei-criteriu este mai mare decît influenţa corespunzătoare a altor parametri (constantele de timp). Cu toate acestea, criteriile integrale sînt des folosite, în special sub forma (1).

Compararea caracteristicilor dinamice ale modelului şi instalaţiei automatizate se poate face utilizînd diferenţele dintre caracteristicile de frecvenţă în cîteva puncte date [3].

La abordarea statistică a problemei identificării există criterii diferite de cele prezentate. În lucrările [5], [6] se utilizează criteriul riscului mediu, iar la aplicarea metodei aproximaţiilor stocastice se utilizează criterii ce se vor defini mai jos.

Strategii de ajustare a parametrilor modelului. Determinarea minimului funcţiei-criteriu $I(\underline{q})$, unde $\underline{q}$ este vectorul n-dimensional al parametrilor modelului, se poate face cu ajutorul algoritmului gradientului, în forma continuă :

$$\frac{\mathrm{d}\underline{q}}{\mathrm{d}t} = -k \nabla I(\underline{q}) \qquad (4)$$

sau în forma discretă :

$$\underline{q}[n] = \underline{q}[n-1] - k \nabla I(\underline{q}[n-1]), \qquad (5)$$

în care :

$$\nabla I(\underline{q}) = \left(\frac{\partial I}{\partial q_1}, \frac{\partial I}{\partial q_2}, \ldots, \frac{\partial I}{\partial q_n}\right). \qquad (6)$$

Mărimea k poate fi o constantă sau poate să depindă de pasul curent al iteraţiei, determinînd diferite forme ale algoritmului. O variantă des utilizată este algoritmul pantei coborîtoare maxime [7].

Metoda Gauss-Seidel este deosebit de eficientă atunci cînd caracteristica instalaţiei automatizate se prezintă printr-o dezvoltare după un sistem de funcţii ortogonale. În acest caz se păstrează independenţa ajustărilor parametrilor, simplificîndu-se considerabil problema acordării modelului. Această metodă este utilizată în lucrările [8], [9], [10].

Determinarea componentelor gradientului funcţiei $I(\underline{q})$ se poate face utilizînd metoda funcţiilor de sensibilitate a parametrilor. Această abordare a căpătat o dezvoltare destul de largă, fiind utilizată atît pentru criterii integrale de forma (1), [12], cît şi pentru criteriul neintegral (3), [11].

Dacă se aproximează gradientul prin expresia :

$$\frac{1}{2a}[\underline{I}^+(\underline{q}, a) - \underline{I}^-(\underline{q}, a)], \qquad (7)$$

în care :

$$\underline{I}^{\pm}(\underline{q}, a) = (I(\underline{q} \pm a\underline{e}_1), I(\underline{q} \pm a\underline{e}_2), \ldots, I(\underline{q} \pm a\underline{e}_n)), \qquad (8)$$

iar $\{\underline{e}_1, \underline{e}_2, \ldots, \underline{e}_n\}$ este baza ortonormală a spaţiului vectorial n-dimensional, atunci :

$$\underline{q}[n] = \underline{q}[n-1] - \frac{k}{2a[n]}[\underline{I}^+(\underline{q}[n-1], a[n]) - \underline{I}^-(\underline{q}[n-1], a[n])] \qquad (9)$$

lefineşte algoritmul de determinare a minimului funcţiei $I(\underline{q})$ prin paşi de explorare, aşa cum se procedează în sistemele extremale.

O importanţă deosebită în aprecierea metodelor şi în identificare o are influenţa perturbaţiilor nemăsurabile asupra calităţii procesului de identificare. Zgomotul $n(t)$ de la ieşirea instalaţiei automatizate (fig. 1) include perturbaţiile aleatorii nemăsurabile ce acţionează asupra procesului, precum şi zgomotul care apare ca rezultat al erorilor de măsură.

În metodele deterministe de identificare, amintite mai sus, se consideră că aceste perturbaţii lipsesc sau că efectul lor este neglijabil.

Abordările statistice ţin seamă de perturbaţiile nemăsurabile existente în timpul funcţionării instalaţiei automatizate. În lucrările [5], [6] se utilizează teoria deciziilor statistice pentru extremizarea unui criteriu de forma riscului mediu. Metoda aproximaţiilor stocastice constituie o cale deosebit de eficientă de rezolvare, în abordare statistică, a problemei identificării proceselor, utilizînd modele ajustabile [13], [14]. Ne vom referi în continuare la modalităţile concrete de utilizare a acestei metode.

2. Utilizarea metodei aproximaţiilor stocastice pentru identificarea proceselor cu ajutorul modelelor ajustabile

Fiind dată o funcţie-criteriu, definită în abordare statistică, metoda aproximaţiilor stocastice reprezintă un mijloc matematic eficient pentru determinarea minimului funcţiei-criteriu. Această metodă conduce la o rezolvare elegantă şi unitară a problemelor de determinare a caracteristicilor statice şi dinamice ale instalaţiilor automatizate.

Procedeul de utilizare a algoritmelor de aproximare stocastică în determinarea caracteristicilor dinamice ale instalaţiilor automatizate este dat în lucrarea [13]. Forme particulare ale acestor algoritme sînt prezentate în lucrările [15], [16], pentru determinarea coeficienţilor ecuaţiei diferenţiale, şi lucrarea [17], pentru determinarea funcţiei pondere.

Avînd în vedere caracterul unitar al rezolvării problemelor de identificare a caracteristicilor statice şi dinamice cu ajutorul metodei aproximaţiilor stocastice, ne vom limita în cele ce urmează numai la problema determinării caracteristicilor statice.

Fie o instalaţie automatizată avînd caracteristica statică de forma :

$$x_e = f(\underline{x}_m, \underline{x}_p), \tag{10}$$

unde x_e este mărimea de ieşire, $\underline{x}_m$ — vectorul s-dimensional al mărimilor de execuţie, $\underline{x}_p$ — vectorul t-dimensional al mărimilor perturbatoare măsurabile, iar $f(.)$ — o funcţie necunoscută.

Relaţia (10) se poate scrie :

$$x_e = f(\underline{v}), \tag{11}$$

în care vectorul :

$$\underline{v} = (x_{m1}, x_{m2}, \ldots, x_{ms}, x_{p1}, x_{p2}, \ldots, x_{pt}) \tag{12}$$

este definit în spaţiul vectorial n-dimensional Ω_v, $(n = x + t)$.

Se pune problema determinării relaţiei (11), după un număr finit de observări asupra mărimilor din proces, în timpul desfăşurării normale a acestuia, utilizînd metoda aproximaţiilor stocastice.

Se consideră că valorile măsurate ale mărimii de ieşire a instalaţiei automatizate conţin componente datorită zgomotului de măsură şi perturbaţiilor nemăsurabile. În acest caz :

$$y^i = f(\underline{v}^i) + n^i, \tag{13}$$

în care y^i este valoarea măsurată a mărimii de ieşire în momentul i, în prezenţa perturbaţiei n^i. Se presupune că mărimea aleatorie n^i are speranţa matematică nulă şi dispersia finită.

Fie un model al instalaţiei automatizate avînd caracteristica statică :

$$\hat{x}_e = \hat{f}(\underline{v}), \tag{14}$$

în care $\hat{f}(v)$ este o funcţie ce se poate prezenta printr-o dezvoltare cu un număr finit de termeni după un sistem de funcţii liniar independente $\{\varphi_j(\underline{v})\}$, $j = 1, 2, \ldots$ Pentru N termeni ai dezvoltării rezultă :

$$\hat{f}(\underline{v}) = \sum_{j=1}^{N} q_j \varphi_j(\underline{v}) = (\underline{q}, \underline{\varphi}(\underline{v})), \tag{15}$$

în care :

$$\underline{q} = (q_1, q_2, \ldots, q_N); \tag{16}$$

$$\underline{\varphi}(\underline{v}) = (\varphi_1(\underline{v}), \varphi_2(\underline{v}), \ldots, \varphi_N(\underline{v})). \tag{17}$$

Vectorul $\underline{q}$ este vectorul parametrilor modelului.

Se notează prin $p(\underline{v})$ densitatea de probabilitate a apariţiei vectorului $\underline{v}$. Ca măsură a abaterii funcţiei $\hat{f}(\underline{v})$ de la funcţia $f(\underline{v})$ se poate lua speranţa matematică a unei funcţii convexe, $F(.)$, de diferenţa $y - \hat{x}_e$, adică :

$$I(\underline{q}) = M\{F(y - \hat{x}_e)\}. \tag{18}$$

Utilizînd relaţiile (14) şi (15), funcţia (18) devine :

$$I(\underline{q}) = M\{F[y - (\underline{q}, \underline{\varphi}(\underline{v}))]\} =$$

$$= \int_{\Omega_v} F[y - (\underline{q}, \underline{\varphi}(\underline{v}))]\, p(\underline{v})\, d\underline{v}. \tag{19}$$

Vectorul optim $\underline{q}^*$ nu se poate deduce direct din relaţia :

$$\nabla I(\underline{q}) = M\{\nabla F[y - (\underline{q}, \underline{\varphi}(\underline{v}))]\} = \underline{0} \tag{20}$$

deoarece densitatea de probabilitate $p(\underline{v})$ nu este cunoscută. Dacă se cunosc diferite valori ale mărimilor procesului, corespunzătoare unor măsurări efectuate în cursul desfăşurării normale a acestuia, iar funcţia $F(.)$ este dată şi derivabilă, atunci se poate aplica algoritmul regulat al aproximaţiilor stocastice [13], [18] (adică procedeul Robbins-Monro pentru cazul multidimensional [19], [20]). În cazul de faţă, acest algoritm se poate scrie sub forma :

$$\underline{q}^{r+1} = \underline{q}^r + \gamma\,[r+1]F'\,[y^{r+1} - (\underline{q}^r, \underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1}))]\,\underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1}), \tag{21}$$

în care $\underline{q}^r$ şi $\underline{v}^r$ sînt vectorii $\underline{q}$ şi $\underline{v}$ la pasul r al iteraţiei.

Algoritmul (21) este convergent dacă factorii $\gamma\,[r]$ se aleg ca termeni ai unui şir de numere pozitive care îndeplinesc condiţiile :

$$\sum_{r=1}^{\infty} \gamma\,[r] = \infty, \quad \sum_{r=1}^{\infty} \gamma^2[r] < \infty, \tag{22}$$

iar funcţia $F(.)$ nu creşte mai repede decît o parabolă [13].

Prin particularizarea funcţiei F (.) se obţin diferite forme ale algoritmului (21). Alegînd o funcţie $F(.)$ de tip „modul", adică :

$$F\,(\theta) = |\,\theta\,|, \tag{23}$$

rezultă :

$$F'\,(\theta) = \text{sign}\ \theta, \tag{24}$$

iar relaţia (21) devine :

$$\underline{q}^{r+1} = \underline{q}^r + \gamma\,[r+1]\ \alpha^{r+1}\,\underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1}), \tag{25}$$

unde :

$$\alpha^{r+1} = \text{sign}\,[y^{r+1} - (\underline{q}^r, \underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1}))]. \tag{26}$$

Dacă se adoptă o funcţie F (θ) de forma :

$$F(\theta) = \frac{1}{2}\,\theta^2, \tag{27}$$

algoritmul (21) devine :

$$\underline{q}^{r+1} = \underline{q}^r + \gamma\,[r+1]\ \beta^{r+1}\,\underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1}), \tag{28}$$

unde :

$$\beta^{r+1} = y^{r+1} - (\underline{q}, \underline{\varphi}\,(\underline{v}^{r+1})). \tag{29}$$

Modelele ajustabile care realizează algoritmul (21) sînt numite, în lucrările [13], [14], modele instruibile de tip perceptron, datorită asemănării lor cu modelele instruibile pentru recunoaşterea formelor [21].

Dacă funcţia $F(.)$ nu este dată sau este nederivabilă, se poate aplica generalizarea lui Kiefer şi Wolfowitz a metodei aproximaţiilor stocastice [13], [20]. În acest caz, ajustarea parametrilor modelului se face utilizînd paşi de explorare.

Dacă perturbaţiile n lipsesc, atunci $y^i = x_e^i$. În acest caz, se poate adopta $\gamma[r] = \gamma_0 = \text{const.}$

Prin alegerea sistemului de funcţii independente, după care se face dezvoltarea funcţiei $\hat{f}(\underline{v})$, şi prin numărul de termeni ai dezvoltării s-a impus o anumită structură a modelului, iar într-un proces de instruire se deduc parametrii lui. Este posibilă adoptarea unei funcţii, $\hat{f}(\underline{v})$, liniară în raport cu $\underline{v}$, atunci cînd se face liniarizarea statistică [13].

În general, la alegerea structurii modelului se utilizează informaţiile apriorice referitoare la caracteristica instalaţiei automatizate. În condiţiile unor informaţii apriorice reduse, apar incertitudini la alegerea sistemului de funcţii $\{\varphi_j\,(\underline{v})\}$. Acest fapt impune adoptarea unei structuri mai puţin rigide a modelului. O asemenea abordare se obţine dacă se formulează problema identificării caracteristicii instalaţiei automatizate prin algoritmul funcţiilor potenţiale [22], [23].

Algoritmul funcţiilor potenţiale dă regula de însumare a unor funcţii potenţiale date, $K\,(\underline{v}, \underline{v}^r)$, asociate punctelor curente $\underline{v}^r$, astfel încît să se obţină o funcţie $\hat{f}(\underline{v})$ care aproximează în mod optim (din punctul de vedere al unui criteriu de forma (18)) funcţia $f(\underline{v})$.

O funcţie potenţială $K\,(\underline{v}, \underline{v}^r)$, asociată punctului $\underline{v}^r$, are forma :

$$K\,(\underline{v}, \underline{v}^r) = g\,[d^2\,(\underline{v}, \underline{v}^r)], \tag{30}$$

unde $\mathrm{d}\,(\underline{v}), \underline{v}^r)$ este distanţa dintre punctele $\underline{v}$ şi $\underline{v}^r$, iar $g\ (\theta)$, pentru $\theta \geqslant 0$, este o funcţie necrescătoare.

Dacă se consideră :

$$K\,(\underline{v}, \underline{v}^r) = (\underline{\varphi}\,(\underline{v}), \underline{\varphi}\,(\underline{v}^r)) \tag{31}$$

şi se fac produsele scalare ale relaţiilor (25) şi (28) cu $\underline{\varphi}\,(\underline{v})$, rezultă :

$$\hat{f}^{r+1}(\underline{v}) = \hat{f}^r\,(\underline{v}) + \gamma\,[r+1]\ \alpha^{r+1}\,K(\underline{v}, \underline{v}^{r+1})\,; \tag{32}$$

$$\hat{f}^{r+1}\,(\underline{v}) = \hat{f}^r(\underline{v}) + \gamma[r+1]\beta^{r+1}K\,(\underline{v}, \underline{v}^{r+1}), \tag{33}$$

în care :

$$\alpha^{r+1} = \text{sign}\,[y^{r+1} - f^r\,(\underline{v}^{r+1})]\,; \tag{34}$$

$$\beta^{r+1} = y^{r+1} - f^r\,(\underline{v}^{r+1}). \tag{35}$$

Relaţiile (32) şi (33) definesc două algoritme particulare de identificare prin metoda funcţiilor potenţiale.

În practică, cele mai utilizate funcţii potenţiale sînt de forma :

$$K\,(\underline{v}, \underline{v}^r) = \frac{1}{1 + ad^2\,(\underline{v}, \underline{v}^r)}. \tag{36}$$

Parametrul a, care determină panta potenţialului, trebuie ales mare atunci cînd funcţia $f(\underline{v})$ este complicată.

3. Model instruibil folosind dezvoltarea caracteristicii instalaţiei automatizate după un sistem de funcţii potenţiale

Algoritmele (25) şi (28) pentru determinarea parametrilor unui model instruibil de tip perceptron au avantajul că permit determinarea parametrilor şi atunci cînd caracteristica instalaţiei automatizate se modifică lent în timp. Utilizarea algoritmului funcţiilor potenţiale, în aceste condiţii, nu este posibilă în practică, deoarece instruirea automatului se realizează prin memorarea tuturor vectorilor $\underline{v}$ apăruţi în procesul de identificare. Atunci cînd caracteristica instalaţiei automatizate se modifică lent, însă în permanenţă, modelul va trebui să se instruiască în permanenţă, ceea ce duce în ultimă instanţă la un volum de calcul excesiv sau chiar la depăşirea capacităţii de memorie.

Se va prezenta în continuare o metodă nouă de identificare, în care se îmbină avantajele algoritmelor de tip perceptron (privind capacitatea de adaptare a modelului la modificări lente, însă continue, ale caracteristicii instalaţiei) cu facilităţile legate de utilizarea funcţiilor potenţiale (privind posibilităţile de realizare a unui model, în condiţiile unor informaţii apriorice reduse asupra caracteristicii instalaţiei automatizate).

Fie o instalaţie automatizată avînd caracteristica statică de forma (11). Se presupun cunoscute limitele de variaţie a mărimilor de intrare, adică :

$$v_{km} < v < v_{kM}, \quad k = 1, 2, \ldots, n, \tag{37}$$

unde v_{km} şi v_{kM} sînt valorile minime, respectiv maxime, ale componentelor vectorului $\underline{v}$.

Pentru fiecare componentă v_k se precizează :

$$r_k = \frac{v_{kM} - v_{km}}{\Delta_k} \tag{38}$$

valori discrete, determinate de pasul de cuantizare Δ_k. Asupra alegerii mărimilor Δ_k se va reveni mai jos; ele sînt mult mai mari decît paşii de cuantizare rezultaţi din precizia limitată de măsură a componentelor v_k.

Printr-o transformare de scară a mărimilor v_k, definită de relaţiile :

$$\begin{aligned} v_1' &= v_1 \\ v_2' &= \frac{v_{1M} - v_{1m}}{r_1} \cdot \frac{r_2}{v_{2M} - v_{2m}} v_2 \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ v_n' &= \frac{v_{1M} - v_{1m}}{r_1} \cdot \frac{r_n}{v_{nM} - v_{nm}} v_n \end{aligned} \tag{39}$$

se poate considera pasul de cuantizare Δ, pentru orice k. Domeniul admis din spaţiul Ω_v, corespunzător relaţiilor (37), se împarte în :

$$N = \prod_{k=1}^{n} r_k \tag{40}$$

hipercuburi C_j, $(j = 1, 2, \ldots, N)$.

În figura 2 se dă un exemplu de definire a mulţimilor C_j în cazul bidimensional. Pentru $v_{1m} = 5$, $v_{1M} = 25$, $v_{2m} = 50$, $v_{2M} = 400$, $r_1 = 5$, $r_2 = 7$, prin transformarea liniară :

$$\begin{aligned} v_1' &= v_1 \\ v_2' &= \frac{v_{1M} - v_{1m}}{r_1} \cdot \frac{r_2}{v_{2M} - v_{1m}} v_2 = 0{,}08\, v_2 \end{aligned} \tag{41}$$

domeniul admis D din spaţiul Ω_v (fig. 2, *a*) se

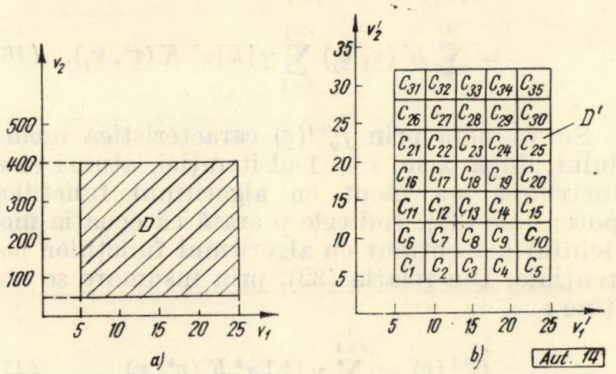


Fig. 2

transformă în domeniul D' ce cuprinde $r_1 r_2$ pătrate (fig. 2, *b*).

În continuare ne vom referi numai la vectorii spaţiului transformat, fără a mai nota aceşti vectori printr-un semn distinctiv.

Se pune problema identificării caracteristicii statice (11) atunci cînd singurele informaţii apriorice sînt limitele de variaţie ale mărimilor v_k, precum şi unele aprecieri asupra importanţei relative a mărimilor v_k în stabilirea mărimii de ieşire a obiectului. Acestea din urmă permit adoptarea mărimilor r_k astfel : cu cît componenta v_k are o importanţă relativă mai mare asupra mărimii de ieşire, cu atît r_k se alege mai mare faţă de restul mărimilor r_j, $(j = 1, 2, \ldots, n;\ j \neq k)$.

În aceste condiţii se poate adopta un model al instalaţiei automatizate, descris de relaţia (15), în care :

$$\varphi_j(\underline{v}) = K(\underline{v}, \underline{v}_j), \quad j = 1, 2, \ldots, N, \tag{42}$$

unde $\underline{v}_j$ este punctul situat în centrul hipercubului C_j, iar $K(\underline{v}, \underline{v}_j)$ este o funcţie potenţială asociată punctului $\underline{v}_j$.

Aplicînd algoritmul regulat al aproximaţiilor stocastice, s-au obţinut algoritmele (25) şi (28), în care :

$$\underline{\varphi}(\underline{v}) = (K(\underline{v}, \underline{r}_1), K(\underline{v}, \underline{v}_2), \ldots, K(\underline{v}, \underline{v}_N)). \tag{43}$$

Din relaţia (25), prin însumare rezultă :

$$\underline{q}^{r+1} = \sum_{k=1}^{r+1} \gamma[k] \alpha^k \underline{\varphi}(\underline{v}^k). \tag{44}$$

Mărimea de ieşire a modelului, după pasul $r+1$ al algoritmului (25), este:

$$\hat{f}^{r+1}(\underline{v}) = (\underline{q}^{r+1}, \underline{\varphi}(\underline{v})) = \sum_{k=1}^{r+1} \gamma[k]\, \alpha^k (\underline{\varphi}(\underline{v}^k), \underline{\varphi}(\underline{v})). \tag{45}$$

Pentru sistemul de funcţii (43), această relaţie devine:

$$\hat{f}^{r+1}(\underline{v}) = \sum_{k=1}^{r+1} \gamma\,[k]\, \alpha^k \sum_{j=1}^{N} K(\underline{v}^k, \underline{v}_j) K(\underline{v}, \underline{v}_j) =$$

$$= \sum_{k=1}^{N} K(\underline{v}, \underline{v}_j) \sum_{k=1}^{r+1} \gamma\,[k] \alpha^k K(\underline{v}^k, \underline{v}_j). \tag{46}$$

Se va nota prin $\hat{f}_p^{r+1}(\underline{v})$ caracteristica modelului, după pasul $r+1$ al iteraţiei, atunci cînd instruirea s-a făcut cu algoritmul funcţiilor potenţiale (32). Indicele p arată că ecuaţia modelului s-a obţinut cu algoritmul funcţiilor potenţiale. Din relaţia (32), prin însumare se obţine:

$$\hat{f}_p^{r+1}(\underline{v}) = \sum_{k=1}^{r+1} \gamma\,[k]\, \alpha^k K(\underline{v}^k, \underline{v}). \tag{47}$$

Comparînd relaţiile (46) şi (47) rezultă:

$$\hat{f}^{r+1}(\underline{v}) = \sum_{j=1}^{N} \hat{f}_p^{r+1}(\underline{v}_j) K(\underline{v}_j, \underline{v}). \tag{48}$$

Vectorul parametrilor modelului este:

$$\underline{q}^{r+1} = (\hat{f}_p^{r+1}(\underline{v}_1), \hat{f}_p^{r+1}(\underline{v}_2), \ldots, \hat{f}_p^{r+1}(\underline{v}_N), \tag{49}$$

deci ajustarea parametrilor se face ca şi cînd s-ar calcula valorile $\hat{f}_p(\underline{v}_j)$, $j=1, 2, \ldots, N$, cu ajutorul algoritmului funcţiilor potenţiale. Totuşi, spre deosebire de acesta, algoritmul de instruire a modelului este de tip perceptron, deci este aplicabil şi atunci cînd caracteristica obiectului se modifică lent în timp.

În acelaşi mod se poate arăta că utilizarea algoritmului (28) în care $\underline{\varphi}(\underline{v})$ este de forma (43), duce la o caracteristică a modelului sub forma unei sume ponderate a potenţialelor $K(\underline{v}, \underline{v}_j)$, avînd ponderile egale cu valorile funcţiei $\hat{f}_p(\underline{v})$ în punctele $\underline{v}_j$, $j=1, 2, \ldots, N$. Aici funcţia $\hat{f}_p(\underline{v})$ se obţine cu algoritmul (33) al funcţiilor potenţiale.

Se presupune în continuare că perturbaţiile nemăsurabile şi zgomotul de măsură sînt neglijabile. În acest caz, punînd în algoritmul (28):

$$\gamma\,[r+1] = \frac{1}{\|\underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1})\|^2}, \tag{50}$$

se obţine:

$$\underline{q}^{r+1} = \underline{q}^r + \frac{y^{r+1} - (\underline{q}^r, \underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1}))}{\|\underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1})\|^2} \underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1}). \tag{51}$$

Relaţia obţinută se numeşte algoritm de corectare a erorilor [17] deoarece, la fiecare pas al iteraţiei, după ajustarea vectorului parametrilor în conformitate cu acest algoritm, mărimea de ieşire a modelului va coincide cu mărimea de ieşire a obiectului. În adevăr:

$$x^{r+1} = (\underline{q}^{r+1}, \underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1})) = (\underline{q}^r, \underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1})) +$$

$$+ y^{r+1} - (\underline{q}^r, \underline{\varphi}(\underline{v}^{r+1})) = y^{r+1}. \tag{52}$$

Posibilităţile de identificare a caracteristicii obiectului depind de forma concretă a funcţiilor potenţiale (42).

Se va considera la început un sistem de funcţii potenţiale ortonormale, de forma:

$$\varphi_j(\underline{v}) = K(\underline{v}, \underline{v}_j) = g\,[d^*(\underline{v}, \underline{v}_j)] =$$

$$= \begin{cases} +1 \text{ dacă } d^*(\underline{v}, \underline{v}_j) \leqslant \Delta \\ 0 \text{ dacă } d^*(\underline{v}, \underline{v}_j) > \Delta \end{cases}, j=1, 2, \ldots, N, \tag{53}$$

în care distanţa $d^*(\underline{v}, \underline{v}_j)$ se defineşte prin relaţia:

$$d^*(\underline{v}, \underline{v}_j) = \max_k |v_k - v_{jk}|. \tag{54}$$

Funcţia necrescătoare $K(\underline{v}, \underline{v}_j)$ are valoarea 1 în hipercubul C_j şi zero în rest. La apariţia vectorului $v^r \in C_j$, la pasul r al algoritmului (51) corectarea erorii se face prin ajustarea parametrului q_j pînă la valoarea y^r. Funcţia $\hat{f}(\underline{v})$ va avea în fiecare hipercub valori constante şi egale cu valorile corespunzătoare ale parametrilor q_j, $j=1, 2, \ldots, N$. O ilustrare a procedeului descris pentru aproximarea funcţiei $f(\underline{v})$ este dată în figura 3.

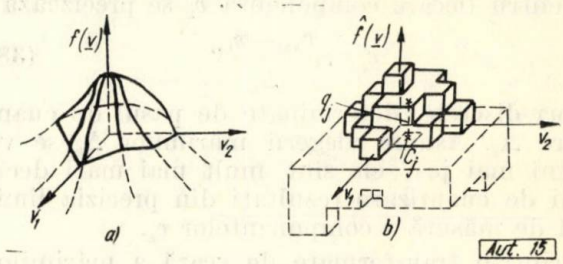


Fig. 3

Realizarea algoritmului este foarte simplă. Dacă la pasul $r+1$ al algoritmului apare vectorul $\underline{v}^{r+1}$, se determină întîi hipercubul C_j în care funcţia $\varphi_j(\underline{v}^{r+1})$ este diferită de zero. Această operaţie se face (atunci cînd modelul se realizează la un calculator numeric universal) prin calculul indicelui j cu expresia:

$$j = \sum_{k=1}^{n-1} \prod_{m=1}^{k} r_m (s_{k+1} - 1) + s_1, \tag{55}$$

unde s_k este numărul paşilor de cuantizare Δ pentru care:

$$|(v_k^{r+1} - v_{km}) - s_k \Delta| < \Delta. \tag{56}$$

Urmează apoi ajustarea parametrului q_j^r pînă la valoarea y^{r+1}. Mai raţională este însă ajustarea parametrului q_j^v pînă la valoarea medie a mărimilor y, corespunzătoare punctelor ce au apărat în hipercubul C_j.

Posibilităţile de folosire a funcţiilor (53) sînt totuşi limitate, deoarece conduc la o interpolare de ordinul zero a funcţiilor $f(\underline{v})$, adică funcţia $f(\underline{v})$ se aproximează în hipercubul C_j prin constanta q_j. Micşorarea erorii de interpolare prin mărirea numărului hipercuburilor de cele mai multe ori nu este posibilă, deoarece durata procesului de instruire creşte excesiv. Dificultăţile care apar provin din faptul că s-a utilizat cea mai simplă posibilitate de interpolare, legată de sistemul de funcţii (53).

Algoritmul (51) duce la rezultate superioare dacă se adoptă un sistem de funcţii potenţiale scăzătoare, de forma (36). Deosebirea faţă de cazul precedent constă în faptul că, aceste funcţii potenţiale nefiind ortogonale, nu se mai asigură independenţa ajustărilor parametrilor modelului. Totuşi, în practică se pot considera componentele vectorului $\underline{\varphi}(\underline{v})$ egale cu zero în toate hipercuburile, cu excepţia hipercubului ce cuprinde vectorul $\underline{v}$ şi a hipercuburilor învecinate.

În privinţa alegerii numărului de hipercuburi în care se împarte domeniul admis al spaţiului Ω_v, pentru o problemă dată, N depinde de următorii factori:

— relaţia dintre precizia de identificare a caracteristicii instalaţiei automatizate şi durata procesului de identificare (cu cît N este mai mare, precizia de interpolare a funcţiei $f(\underline{v})$ creşte, însă creşte şi durata procesului de instruire);

— forma funcţiilor potenţiale adoptate, care determină posibilităţile de interpolare la un N dat.

Se va ilustra procedeul de aplicare a algoritmului (51), lucrînd cu funcţii potenţiale scăzătoare, în următorul exemplu.

Exemplu. Fie o instalaţie automatizată avînd caracteristica statică:

$$f(x_p, x_m) = 0{,}0144\, x_p^2 + 4x_m^2 + 240\, x_m + 10\,000, \tag{57}$$

în care $0 < x_m < 60$ şi $0 < x_p < 500$. Presupunînd că nu se cunoaşte caracteristica (57), se pune problema determinării ei atunci cînd singurele informaţii apriorice sînt limitele de variaţie a mărimilor x_m şi x_p, şi faptul că o variaţie a mărimii de execuţie are un efect asupra mărimii de ieşire de aproximativ cinci ori mai mare decît aceeaşi variaţie a mărimii perturbatoare. Această informaţie permite să se adopte $r_1 = r_2$.

Se consideră $N = 36$, $(r_1 = 6,\ r_2 = 6)$. Utilizînd transformarea liniară (39), se obţine:

$$v_1 = x_m;$$

$$v_2 = \frac{v_{1M} - v_{1m}}{r_1} \cdot \frac{r_2}{x_{pM} - x_{pm}}\, x_p = 0{,}12\, x_p, \tag{58}$$

iar domeniul admis al mărimilor v_1 şi v_2, $(0 < v_1 < 60$ şi $0 < v_2 < 60)$, se împarte în 36 de pătrate (pasul de cuantizare Δ este egal cu 10).

Se utilizează funcţii potenţiale scăzătoare, de forma (36), în care $\frac{1}{a}$ se alege în domeniul $0{,}5\Delta^2 - 0{,}8\,\Delta^2$. Se adoptă în cazul de faţă $\frac{1}{a} = 80$.

La un pas oarecare al algoritmului de identificare, la care se dă vectorul $\underline{v}^*$, se disting două operaţii importante:

— selectarea componentelor diferite de zero ale vectorului $\underline{\varphi}(\underline{v}^*)$;

— ajustarea parametrilor modelului cu ajutorul relaţiei (51).

În cadrul primei operaţii se determină hipercubul ce conţine punctul $\underline{v}^*$, prin relaţia (55). În cazul de faţă:

$$j = r_1 (s_1 - 1) + s_2, \tag{59}$$

unde s_1 şi s_2 se determină din condiţiile (56). Se calculează apoi componentele $\varphi_j(\underline{\varphi}^*)$ în hipercubul C_j şi în hipercuburile învecinate. Fie, spre exemplu, $\underline{v}^* \in C_{15}$. Componentele diferite de zero ale vectorului $\underline{\varphi}(\underline{v}^*)$ se consideră $\varphi_j(\underline{v}^*) = K(\underline{v}_j, \underline{v}^*)$, pentru $j = 8, 9, 10, 14, 15, 16, 20, 21, 22$. Indicii j rezultă din relaţia:

$$j = r_1 [(s_1 + \xi) - 1] + (s_1 + \eta);\ (\xi, \eta = -1{,}0, +1), \tag{60}$$

iar componentele corespunzătoare ale vectorilor $\underline{v}_j$ sînt:

$$v_{j1} = (s_1 + \eta)\,\Delta - \frac{\Delta}{2};\ (\eta = -1, 0, +1), \tag{61}$$

$$v_{j2} = (s_2 + \xi)\,\Delta - \frac{\Delta}{2};\ (\xi = -1, 0, +1). \tag{62}$$

După determinarea vectorului $\underline{\varphi}(\underline{v}^*)$ se ajustează parametrii modelului în conformitate cu

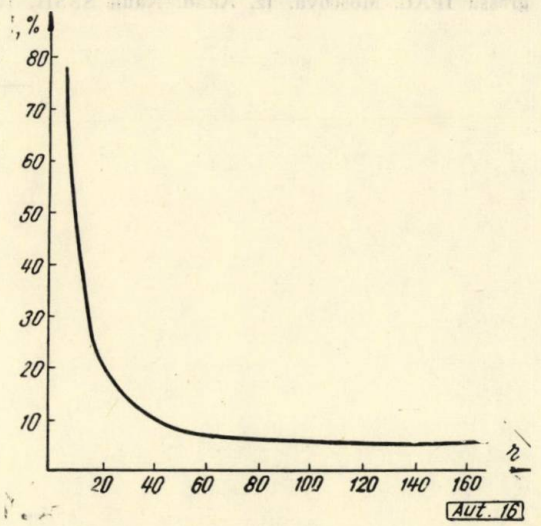


Fig. 4

relaţia (51). Vectorul iniţial al parametrilor modelului poate fi oarecare. Adoptînd $\underline{q}^0 = 0$, în figura 4 este dată variaţia mediei erorii relative $\delta = \frac{1}{y} | y - \hat{x}_e |$ atunci cînd datele transmise la intrarea modelului sînt prezentate într-o succesiune întîmplătoare.

4. Concluzii

Metoda de realizare a modelelor ajustabile prezentată mai sus îmbină avantajele modelelor instruibile de tip perceptron cu cele ale algoritmului funcţiilor potenţiale. În plus, metoda permite impunerea iniţială (prin adoptarea pasului de cuantizare Δ) a unui anumit raport între precizia de identificare şi durata procesului de identificare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Eykhoff, P. van der Grinten, P., Kwakernaak, H. şi Veltman, B. *Modelarea şi identificarea sistemelor.* În : AMC, nr. 9, 1967 (lucrările congresului IFAC, Londra, 1966).

[2] Norkin, K. B. *Prilojenie teorii srednekvadraticinih priblijenii k lineinim samonastraivaiuşcimsia modeliam.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 7, 1965.

[3] Maslov, E. P. şi Osovskii, L. M. *Samonastraivaiuşciesia sistemî upraleniia s modeliu.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 6, 1966.

[4] Margolis, M. şi Leonedes, C. T. *O teorii samonastraivaiuşceisia sistemî regulirovaniia; metod obuciaiuşceisia modeli.* În : Tr. I. mejdunarodnogo kongressa IFAC. Moscova, Iz. Akad. Nauk SSSR, 1961.

[5] Maslov, E. P. *Statisticeskaia samonastraivaiuşciesia modeli, I.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 10, 1964.

[6] Maslov, E. P. *Statisticeskaia samonastraivaiuşciesia modeli, II.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 12, 1964.

[7] Grubov, V. I., Ivahnenko, A. G. şi Mandrovskii-Sokolov, B. Iu. *Promîşlennaia kibernetika.* Kiev, Naukova dumka, 1966.

[8] Kitamori, T. *Primenenie ortogonalinîh funkţii dlia opredeleniia dinamiceskih harakteristik obiektov i konstrukţii samooptimiziruiuşcihsia sistem avtomaticeskogo upravleniia.* În : Tr. I mejdunarodnogo kongressa IFAC. Moscova. Iz. Akad. Nauk SSSR, 1961.

[9] Blandhol, E. şi Balchen, J. G. *Opredelenie dinamiceskih harakteristik sistem pri pomoşci samonastraivaiuşceisia modelei.* În : Tr. II mejdunarodnogo kongressa IFAC. Moscova, Iz. Nauka, 1965.

[10] Paul, R. *Orthogonal functional approximation to linear dynamical systems.* În : Proc. IEE. nr. 11, 1964 (Ekspress-informaţiia, Sistemî avtomaticeskogo upravleniia, nr. 10, 1965).

[11] Kokotovici, Rutman, R. S. *Ciuvstvitelinosti sistem avtomaticeskogo upravleniia.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 4, 1965.

[12] Broida, V. şi Petrovic, R. *Cyclic adjustement of parameters in process identification by analogue and hybrid computers.* În : Control, nr. 110, 1967 (Ekspress-informaţiia, Sistemî avtomaticeskogo upravleniia, nr. 39, 1967).

[13] Tîpkin, Ia. Z. *Adaptaţiia, obucenie i samoobucenie v avtomaticeskih sistemah.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 1, 1966.

[14] Tîpkin, Ia. Z. *Adoptare, instruire şi autoinstruire în sistemele de reglare.* În : AMC, nr. 9, 1967 (lucrările congresului IFAC, Londra, 1966).

[15] Braverman, E. M. *Vosstanovlenie differenţialinogo uravneniia obiekta v proţesse ego normalinoi ekspluataţii.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 3, 1966.

[16] Ciadeev, V. M. *Opredelenie dinamiceskih harakteristik obiekta v proţesse ego normalinoi ekspluataţii.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 9, 1964.

[17] Nagumo Jin-Ichi, Noda Atsuhiko. *A learning method for system identification.* În : IEEE trans. automat. control, nr. 3, 1967.

[18] Tîpkin, Ia. Z. *O vosstanovlenii harakteristiki funcţionalinogo preobrazovatelia po sluciaino nabliudaemîm tocikam.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 11, 1965.

[19] Loghinov, E. S. *Metodi stohasticeskoi approximaţii.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 4, 1966.

[20] Wilde, D. J. *Metodi poiska ekstremuma.* Moscova, Iz. Nauka, 1967.

[21] Drăgan, P. şi Ceangă, E. *Cercetări privind instruirea automatelor în vederea clasificării.* În : Studii şi cercetări matematice, nr. 3, 1968.

[22] Aizerman, M. A., Braverman, E. M. şi Rozonoer, L. I. *Proţess Robbins-Monro i metod potenţialinîh funkţii.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 11, 1965.

[23] Aizerman, M. A., Braverman, E. M. şi Rozonoer, L. I. *Metod potenţialinîh funkţii v zadace o vosstanovlenii harakteristik funkţionalinogo preobrazovatelia po sluciaino nabliudaemîm tocicam.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 12, 1964.

Dr. ing. ECATERINA ARIE şi dr. ing. FL. MANEA

Identificarea caracteristicilor sistemului electroenergetic pentru studiul reglajului frecvenţă-putere

Alegerea structurii şi precizarea condiţiilor tehnice ce se impun unui sistem de reglaj automat al frecvenţei şi puterilor de schimb se efectuează pe baza analizei regimului dinamic al procesului de reglaj. Pentru aceasta, este utilă cunoaşterea funcţiei de transfer a sistemului energetic ca obiect reglat şi a caracteristicilor perturbaţiilor. Calculul teoretic al funcţiei de transfer se poate efectua în mod aproximativ, adoptînd o formă echivalentă tipică, similară celei a grupului turbogenerator sau hidrogenerator. În studiile efectuate cu ajutorul calculatoarelor electronice este uzuală substituirea sistemului electroenergetic prin grupuri generatoare echivalente [1], [2].

Ipotezele, condiţiile echivalenţei şi expresiile parametrilor au fost precizate în lucrări anterioare [3], [4], [5], [6], [7].

Pentru obţinerea unor valori mai precise ale parametrilor funcţiilor de transfer ale sistemelor energetice s-au efectuat cercetări experimentale, asupra sistemelor fără reglaj automat de frecvenţă.

Astfel, într-un sistem electroenergetic izolat [8] s-a aplicat o perturbaţie armonică prin variaţia puterii unui hidrogenerator, măsurîndu-se variaţia simultană a frecvenţei. Din caracteristica amplitudine fază s-au determinat parametrii funcţiei de transfer. Metoda folosită, clasică în automatică, este dificil de aplicat în sistemele energetice complexe.

De aceea, în sistemele energetice interconectate cu sistemul ţării noastre s-au aplicat perturbaţii treaptă de putere (prin deconectarea liniilor de interconexiune încărcate cu anumite puteri de schimb) înregistrîndu-se variaţia în timp a frecvenţei [9] şi s-au efectuat măsurători în regim normal de exploatare pentru deducerea caracteristicilor sistemului din comportarea sa la perturbaţii aleatorii.

Pe baza datelor experimentale s-au calculat funcţii de transfer tipice, exprimate cu rapoarte de polinoame operaţionale de gradul unu, doi şi trei. În lucrări anterioare [5], [7] s-a arătat că funcţiile de transfer tipice, cu numitor de gradul unu, corespund grupurilor generatoare fără regulator de viteză, cele cu numitor de gradul doi corespund turbogrupurilor cu regulator de viteză proporţional, iar cele de gradul trei corespund hidrogrupurilor care au regulator de viteză cu statism tranzitoriu sau sistemelor formate din două turbogrupuri echivalente cu parametri diferiţi. S-au dedus totodată relaţiile dintre parametrii fizici caracteristici grupurilor echivalente şi coeficienţii polinoamelor operaţionale ale funcţiei de transfer.

În sistemele electroenergetice apar două tipuri de perturbaţii ce conduc la un dezechilibru între puterea debitată de agregatele primare şi cea cerută de consumatori : a) avarii provocate de obicei de declanşarea bruscă a unui grup generator sau de scindarea sistemului în subsisteme în care nu este asigurat echilibrul dintre puterea primară şi cea electrică cerută ; b) perturbaţii de regim normal cu caracter aleatoriu, formate din componente cu variaţie lentă corespunzînd abaterii neprevizibile a curbei de sarcină în raport cu curba de probabilitate maximă, precum şi din componente fluctuante corespunzătoare variaţiilor rapide ale cererii de putere. (Termenii brusc, lent şi rapid se înţeleg în raport cu constantele de timp ale elementelor sistemului de reglare automată a frecvenţei şi puterilor). Spre deosebire de perturbaţiile cu caracter de avarii, descrise de o funcţie de tip salt, şi spre deosebire de variaţiile lente de sarcină care nu influenţează performanţele impuse sistemului de reglaj, studiul perturbaţiilor cu caracter fluctuant a fost necesar întrucît nu se cunoaşte un model matematic al lor şi deoarece prezintă importanţă pentru alegerea structurii sistemului de reglaj, a criteriilor de calitate şi a optimizării parametrilor de reglaj.

Fluctuaţiile sarcinii electrice se datoresc modului de exploatare a diferitelor receptoare de energie electrică din sistem ; deci, pentru o structură dată a consumului, aceste fluctuaţii pot fi studiate teoretic, pe baza unui model probabilistic adecvat.

Măsurarea directă a fluctuaţiilor sarcinii rezultante a sistemului, deci a perturbaţiei rezultante, nu este posibilă datorită repartiţiei teritoriale a consumatorilor, dar în staţiile de transformare ale reţelei de înaltă tensiune se pot măsura direct fluctuaţiile puterii absorbite de consumatorii locali complecşi. Această particularitate a permis verificarea experimentală a modelului probabilistic al componentei fluctuante a consumului. Din măsurători cu caracter de sondaj asupra diferitelor tipuri principale de consumatori locali se pot deduce, prin sinteză, caracteristicile statistice ale sarcinii rezultante, metodă utilă pentru prognoza acestor fenomene în funcţie de perspectivele de dezvoltare ale sistemului.

1. Determinarea parametrilor grupurilor echivalente ale sistemelor electroenergetice prin metoda indicială

În sistemul energetic al țării noastre și în sistemele energetice interconectate cu acesta s-au înregistrat variațiile de frecvență provocate de întreruperea unor linii electrice de interconexiune prin care exista un schimb de putere de ordinul 3—5% din puterea nominală a sistemului mai mic. Au rezultat astfel curbele de variație în timp $W(t)$ a frecvenței la perturbații treaptă. Au fost prelucrate circa 80 de curbe experimentale, cîte 7—18 pentru fiecare din sistemele energetice considerate.

Pe baza lor s-au calculat funcțiile de transfer tipice de gradul doi și trei de forma :

$$W_2(p) = \frac{b_1' p + 1}{a_2' p^2 + a_1' p + 1}; \quad W_3(p) = \frac{b_2 p^2 + b_1 p + 1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}. \tag{1}$$

Folosind valorile inițiale și finale ale funcției indiciale, ale derivatelor și integralelor sale, s-a dedus un sistem de ecuații liniare care are

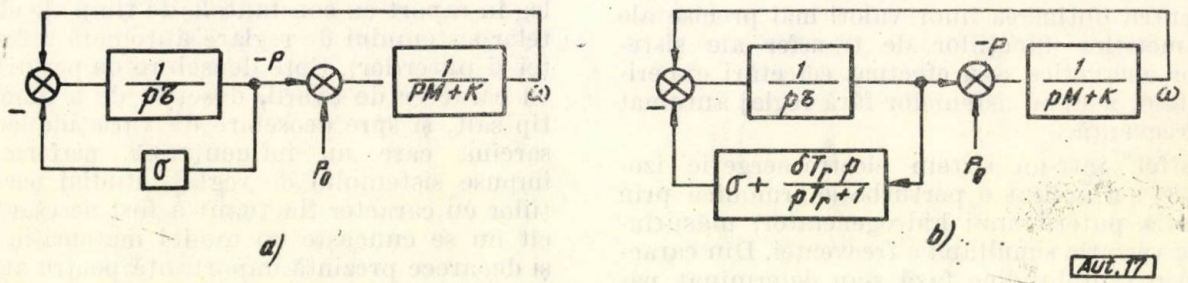


Fig. 1. Schemele structurale ale grupurilor echivalente : *a* — turbogenerator; *b* — hidrogenerator.

ca soluții coeficienții polinoamelor ce apar în funcțiile de transfer.

Curbele prelucrate aveau valoarea inițială nulă și s-a considerat că pot fi aproximate printr-o variație liniară în vecinătatea originii; a rezultat că diferența dintre gradul numărătorului și cel al numitorului trebuie să fie egală cu unitatea. Coeficienții a_μ și b_ν ai polinoamelor de la numitorul și numărătorul funcției de transfer au fost determinați cu ajutorul valorilor integralelor succesive ale diferenței dintre răspunsul la perturbația treaptă și valoarea stabilizată :

$$k_1 = \int_0^\infty [1 - W(t)]\, dt \equiv \int_0^\infty W_1(t)\, dt;$$

$$k_2 = \int_0^\infty [k_1 - W_1(t)]\, dt, \text{ etc.} \tag{2}$$

Calculul valorilor integralelor succesive k_1, k_2 ... se poate efectua rapid cu un calculator nalogic [10] sau cu un calculator cifric ; calculul numeric este mai avantajos, datorită pre ciziei superioare.

Egalînd valorile integralelor succesive cu cel obținute din funcția de transfer pentru $p \to 0$ rezultă sistemul de ecuații :

$$\begin{aligned} &a_1 - b_1 = k_1; \\ &k_1 a_1 - a_2 + b_2 = k_2; \\ &k_2 a_1 - k_1 a_2 + a_3 = k_3; \\ &k_3 a_1 - k_2 a_2 + k_1 a_3 = k_4; \\ &k_4 a_1 - k_3 a_2 + k_2 a_3 = k_5. \end{aligned} \tag{3}$$

Rezolvarea acestui sistem permite determinarea coeficienților a_1, a_2, a_3 și b_1, b_2.

În locul ultimei ecuații, la care intervin valoarea ultimei integrale (determinată cu erorile cele mai mari), se poate folosi derivata inițială, dacă valoarea acesteia se poate determina cu suficientă precizie :

$$W'(p) = pW(p) \underset{p \to \infty}{=} \frac{b_2}{a_3} = k_1'. \tag{4}$$

Funcțiile tipice de gradul doi, ce corespund unui grup turbogenerator prevăzut cu regula

tor primar de viteză, reprezentat în figura 1 *a*, au expresia următoare :

$$W_2(p) = -\frac{\sigma}{1 + \sigma k} \frac{\frac{\tau}{\sigma} p + 1}{\frac{M\tau}{1 + k\sigma} p^2 + \frac{k\tau + M\sigma}{1 + k\sigma} p + 1} \equiv -c_0 \frac{b_1' p + 1}{a_2' p^2 + a_1' p + 1}. \tag{5}$$

S-au folosit notațiile :

- σ — statismul regulatorului primar;
- k — panta caracteristicii frecvență-putere a generatorului și consumatorului;
- τ — promptitudinea regulatorului primar;
- M — timpul de lansare echivalent al generatorului și consumatorului.

Din identificarea coeficienților polinoamelor funcției tipice de transfer de gradul doi cu cei ai funcției de transfer a grupului turbogenerator

au rezultat următoarele expresii de determinare a parametrilor grupului echivalent:

$$M = \frac{a_2'}{c_0 b_1'};\ k = \left(\frac{a_1'}{c_0} - M\right)\frac{1}{b_1'},$$

$$\sigma = \frac{c_0}{1 - k c_0};\ \tau = b_1'\,\sigma. \qquad (6)$$

Funcţiile de transfer tipice de gradul trei corespund unui grup generator cu regulator primar cu statism tranzitoriu (hidrogenerator), reprezentat în figura 1, *b*, şi au expresia:

Tabela 1

Sistemul energetic	Parametrii hidrogrupului echivalent						Număr experienţe
	k_0	Ms	σ	Tr, s	τ, s	$-\delta$	
A	9,17	13.00	0,334	6,52	0,877	0,213	18
B	8,39	13,02	0,229	4,65	0,797	0.087	12
C	9,77	17,08	0,263	6,20	1,081	0,168	12
D	16,45	12,69	0,124	11,78	0,371	0,043	7
E	11,45	24,46	0,286	6,72	0,789	0,219	12
A + B	9,08	15,32	0,378	6,76	1,316	0,115	12
A + C	9,28	14,04	0,263	2,69	0,963	0,073	7

$$W_3(p) = -\frac{\sigma}{1 + k\sigma}\cdot$$

$$\cdot\ \frac{\tau\dfrac{T_r}{\sigma}p^2 + \dfrac{1}{\sigma}[(\sigma+\delta)T_r + \tau]p + 1}{\dfrac{M\tau T_r}{1+k\sigma}p^3 + \dfrac{k\tau T_r + M[(\sigma+\delta)T_r+\tau]}{1+k\sigma}p^2 + \dfrac{M\sigma + k[(\sigma+\delta)T_r+\tau] + T_r}{1+k\sigma}p + 1} \equiv -c_0\frac{b_2p^2+b_1p+1}{a_3p^3+a_2p^2+a_1p+1}; \qquad (7)$$

s-a notat prin T_r constanta de timp a servirii tranzitorii, iar prin δ statismul tranzitoriu.

Prin identificarea coeficienţilor polinoamelor funcţiei de transfer de gradul trei au rezultat următoarele expresii de determinare ale parametrilor grupului hidrogenerator echivalent:

$$M = \frac{a_3}{b_2 c_0};\ k = \left(\frac{a_2}{c_0} - M b_1\right)\frac{1}{b_2};\ \sigma = \frac{c_0}{1 - k\,c_0};$$

$$T_r = \left[\frac{a_1}{c_0} - (M + k b_1)\right]\sigma;\ \tau = b_2\frac{\tau}{T_r};$$

$$\delta = \frac{b_1\,\sigma - \tau}{T_r} - \sigma. \qquad (8)$$

S-au calculat parametrii fizici echivalenţi celor două tipuri de grupuri generatoare (turbo şi hidrogenerator) pentru cele optzeci de răspunsuri indiciale obţinute experimental în sistemele energetice interconectate ale ţărilor membre CAER.

O dispersie mică a acestor parametri s-a obţinut numai în cazul funcţiei de transfer de gradul trei corespunzătoare grupului echivalent hidrogenerator, deşi după cum s-a arătat anterior [7] coeficienţii polinoamelor funcţiei de transfer de gradul trei aveau o dispersie mai mare ca cei ai funcţiilor de grad inferior. Prin urmare grupul hidrogenerator determină stări de similitudine ale sistemelor energetice, putînd fi adoptat ca formă tipică echivalentă. Funcţia sa de transfer permite totodată aproximarea cu suficientă precizie a curbelor experimentale de răspuns la perturbaţie treaptă.

În tabela 1 se dau valorile medii ale parametrilor grupului tipic hidrogenerator echivalent pentru sistemele energetice interconectate în care s-au efectuat experimentările.

2. Modelul probabilistic şi caracteristicile statistice ale fluctuaţiilor de consum

Consumatorii complecşi de energie electrică conţin două mari categorii de receptoare ce absorb din sistem o putere fluctuantă: a) receptoare de putere constantă cu durată de conectare variabilă, b) receptoare cu durată de conectare nelimitată, al căror grad de încărcare variază ritmic.

Pentru prima categorie de receptoare a fost propus un model probabilistic de tip Poisson [11], [12] caracterizat de funcţia de repartiţie a puterilor cerute X_k:

$$\Pi_k(X_k) \qquad (9)$$

şi de ipoteza că probabilitatea ca intervalul de conectare v_x să fie mai mare decît v este:

$$P_r(v_x > v) = e^{-v/T_k}. \qquad (10)$$

Pentru obţinerea unui model probabilistic complet, s-a propus [13], pentru a doua categorie de receptoare, ipoteza că puterea variabilă este exprimată de funcţia aleatorie:

$$X_k(t) = a_{kt}\cos\omega_{kt}\,t, \qquad (11)$$

în care a_{kt} şi ω_{kt} sînt variabile aleatorii; ω_{kt} variază discontinuu în timp, fiind constant în timpul unor intervale a căror durată variază după o lege de repartiţie normală; în perioada de studiu, fenomenul e considerat ergodic şi statistic staţionar.

Rezultă expresia generală a funcţiei de autocorelaţie a puterii fluctuante pentru ambele categorii de receptoare:

$$\mu_x(\tau) = \Sigma a_{0k}\,e^{-\alpha_k\tau}\cos\omega_{0k}\,\tau. \qquad (12)$$

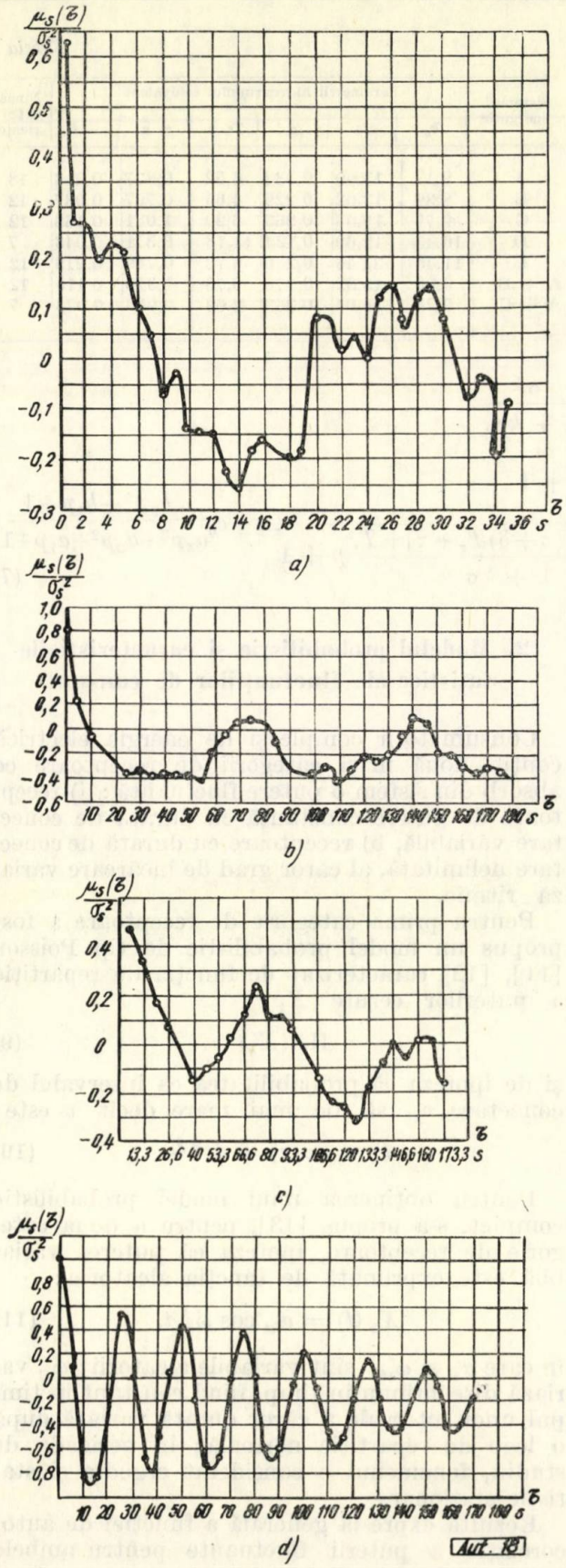


Fig. 2. Funcţii de autocorelaţie a puterii unor consumatori complecşi :
a – mică industrie şi consumatori casnici; *b* – staţie electrică urbană; *c* – întreprindere metalurgică, inclusiv cuptoare electrice; *d* – laminor.

Pentru prima categorie de receptoare $\omega_{0k} = 0$. Datorită numărului mare de receptoare din sistemul electroenergetic, legea de probabilitate a funcţiei statistice ce descrie puterea rezultantă $S(t_k)$ este aproximativ normală, astfel încît este suficient studiul de ordinul doi.

Verificarea experimentală a modelului s-a făcut paralel cu determinarea parametrilor a_{0k}, α_k şi ω_{0k} pentru consumatori tipici (fig. 2, a–d) [14]. Pe baza sondajelor efectuate, se deduce funcţia de autocorelaţie a puterii cerute de consumatorul complex echivalent al întregului sistem :

$$\mu_X(\sigma) = \sum \frac{X_k}{X'_k} \mu'_{Xk}(\tau), \qquad (13)$$

unde X_k şi X'_k sînt puterile instalate în receptoare de categoria k în consumatorul complex rezultant şi în cel selecţionat pentru sondaj; $\mu'_{Xk}(\tau)$ este funcţia de autocorelaţie a receptoarelor de categoria k a consumatorului studiat pentru sondaj.

Forma particulară a funcţiei de autocorelaţie (12) ce caracterizează perturbaţiile din sistemul electroenergetic — diferită de cea a zgomotului alb, prezent în majoritatea instalaţiilor de reglare automată — a determinat selecţionarea metodei transformatei duble Laplace, pentru studiul analitic al efectelor acestor perturbaţii.

Sistemul electroenergetic poate fi considerat ca un sistem deschis avînd ca mărime de intrare perturbaţia X, iar ca mărimi de ieşire y, frecvenţa, puterea de schimb sau alţi parametrii de regim. Notînd :

$F(s) = \mathfrak{L} \sum_j \{f_j e^{\nu_j t}\}$ funcţia de transfer a sistemului şi :

$$z_k = -\alpha_k + j\omega_k,$$

rezultă funcţia de autocorelaţie a mărimii de ieşire :

$$\mu_y(\tau) = \text{Real}\left\{\sum_k a_k F(z_k) F(-z_k) e^{z_k\tau} + \right.$$

$$\left. + \sum_k \sum_j \frac{2z_k a_k}{\nu_j^2 - z_k^2} F(-\nu_j) f_j e^{\nu_j\tau}\right\}, \qquad (14)$$

corespunzătoare unei mărimi de intrare cu funcţia de autocorelaţie de forma (12), folosind expresia (14).

Caracteristicile statistice ale fluctuaţiilor consumatorului echivalent rezultant al unui sistem electroenergetic pot fi identificate şi experimental, folosind efectele acestor fluctuaţii de consum : variaţii de frecvenţă (la care se adaugă variaţii ale puterii de schimb în cazul sistemelor interconectate); funcţia de autocorelaţie a mărimii de intrare se deduce în acest caz din cea a mărimii de ieşire, cu ajutorul caracteristicilor dinamice ale sistemului, care se presupun cunoscute [14].

Pentru studiul analogic al efectelor perturbaţiilor de tipul descris mai sus, asupra sistemelor complexe cu elemente neliniare, s-a elaborat o metodă adecvată — „metoda funcţiei statistice echivalente" — constînd în generarea pe calculatorul analogic a unei funcţii cu caracteristici statistice, identice cu ale perturbaţiei [14], [15]. Spre deosebire de metoda schemei adjuncte, se foloseşte în acest caz aceeaşi schemă pentru studiul efectelor perturbaţiei treaptă, ca şi pentru studiul efectelor fluctuaţiilor.

3. Determinarea funcţiei de transfer a sistemului electroenergetic, folosind perturbaţii statistice

Metodele statistice de determinare a caracteristicilor sistemului electroenergetic prezintă avantajul de a putea fi aplicate în exploatarea normală a acestor sisteme şi de a nu solicita condiţii speciale de experimentare. Variaţiile reduse ale mărimilor măsurate limitează precizia rezultatelor obţinute cu aparate de măsură uzuale. Caracteristicile determinate sînt totuşi suficient de precise pentru :

— construirea schemei echivalente a ansamblului format din centrale ce nu participă la reglaj şi consumatori, scheme folosite în studii privind optimizarea reglajului automat al frecvenţei şi puterii de schimb [15];

— studiul efectelor fluctuaţiilor consumului asupra sistemului electroenergetic.

În ambele cazuri menţionate este suficientă o aproximaţie de ordinul doi a funcţiei de transfer a sistemului [5]. Expresia (14) arată că erorile ce apar în studiul efectelor fluctuaţiilor sînt determinate de erorile asupra funcţiei de transfer în punctele $s = z_k$ şi $s = \nu_j$ (pulsaţiile complexe ale fluctuaţiilor perturbatoare şi ale oscilaţiilor proprii); o analiză a acestor erori a arătat că domeniul care prezintă interes este $s \leqslant |1|$ şi că, în interiorul acestui domeniu, aproximaţia de ordinul doi conduce la erori sub $2^0/_{00}$ din valoarea nominală a mărimilor reglate.

Fluctuaţiile consumurilor locale sînt statistic independente între ele; acest fapt, asociat particularităţii privind posibilitatea efectuării de măsurători asupra unor perturbaţii locale, uşurează utilizarea metodelor statistice pentru identificarea caracteristicilor dinamice ale sistemului electroenergetic, permiţînd utilizarea unor metode diferite de cele aplicate în cazul sistemelor cu reacţie în care perturbaţiile nu pot fi măsurate.

Caracteristica dinamică a sistemului poate fi dedusă din funcţiile de autocorelaţie şi de corelaţie mixtă : a puterii absorbite de un consumator fluctuant puternic, a frecvenţei, a puterii de schimb dintre sistemul studiat şi alte sisteme cu care funcţionează interconectat. Dacă sistemul studiat face parte dintr-un complex foarte puternic a cărui frecvenţă este insensibilă la fluctuaţiile unui consumator, acesta va fi înlocuit de o centrală a cărei putere este variată artificial în mod aleatoriu.

Folosind metoda transformatei simple Laplace, se poate arăta [16] că, dacă mărimea de intrare a unui sistem are o funcţie de autocorelaţie de forma (12), funcţia de corelaţie mixtă a mărimilor de intrare şi ieşire este :

$$\mu_{xy}(\tau) = \begin{cases} \text{Real}\left\{\sum_k a_k\left[F(z_k)\, e^{z_k\tau} + \right.\right. \\ \left.\left. + 2 z_k \sum_j \frac{f_j}{\nu_j^2 - z_k^2} e^{\nu_j\tau}\right]\right\} \text{pentru } t_2 > t_1; \\ \text{Real}\left[\sum_k a_k F(-z_k)\, e^{z_k\tau}\right], \text{pentru } t_1 \geqslant t_2. \end{cases} \tag{15}$$

Folosind porţiunea $t_1 \geqslant t_2$ a funcţiei $\mu_{xy}(\tau)$, se determină o primă aproximaţie a funcţiei $F(s)$ şi deci a originalului ei $\sum_j f_j e^{\nu_j t}$; înlocuind valorile f_j şi ν_j astfel determinate în expresia (15) pentru $t_2 > t_1$, se determină apoi prin identificarea coeficienţilor, pe baza funcţiei de corelaţie mixtă a datelor experimentale, o a doua aproximaţie a funcţiei de transfer.

Dacă sistemul A, analizat, funcţionează interconectat cu un sistem B, se determină astfel două funcţii de transfer în raport cu perturbaţia din A : a frecvenţei $F_{fA}(s)$ şi a puterii de schimb $F_{PA}(s)$; din acestea se deduc apoi funcţiile de transfer ale sistemelor parţiale :

$$F_A(s) = \frac{F_{fA}(s)}{1 - F_{PA}(s)} \text{ şi } F_B(s) = \frac{F_{fA}(s)}{F_{PA}(s)}. \tag{16}$$

Metoda a fost verificată experimental şi a condus la o funcţie de transfer al cărei original în spaţiul „timp" se aseamănă cu răspunsul tranzitoriu determinat experimental, în domeniul $t \geqslant 1$ s corespunzător ipotezei de echivalare :

$$s \leqslant |1|.$$

4. Concluzii

1. Pentru alegerea structurii sistemului de reglaj frecvenţă — putere, a criteriilor de calitate şi pentru optimizarea parametrilor de reglaj, prezintă interes determinarea experimentală a funcţiei de transfer a sistemului electroenergetic ca obiect reglat şi a caracteristicilor fluctuaţiilor consumului de energie.

2. Răspunsul indicial experimental poate fi aproximat cu bună precizie de o funcţie de transfer cu numitorul polinom operaţional de gradul trei şi numărătorul de gradul doi. Parametrii grupului cu statism tranzitoriu echivalent au dispersie mică.

3. Posibilitatea efectuării de măsurători asupra variaţiei aleatorii a puterii (cerute sau

injectate) într-un nod al sistemului creează condiţii favorabile aplicării metodelor statistice de identificare a caracteristicii dinamice a sistemului.

4. În forma cea mai generală, funcţia de autocorelaţie a fluctuaţiilor consumului poate fi aproximată printr-o sumă de funcţii cvasiperiodice.

5. Metoda transformatei Laplace şi a aproximării prin funcţii cvasiperiodice este adecvată pentru determinarea funcţiei de transfer pe baza prelucrării măsurătorilor în regim normal. Studiul de ordinul doi şi aproximarea funcţiei de transfer printr-un raport de polinoame, cel de la numitor avînd gradul doi, sînt satisfăcătoare ca precizie în aplicaţiile privind calitatea reglajului şi optimizarea parametrilor schemelor de reglaj.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kirchmayer, L. *Economic control of interconnected systems.* New York, Wiley, 1959.

[2] Greselin, A., Saccomano, F. *Influence des caractéristiques des réseaux et des systèmes de réglage sur la tenue de la fréquence et des puissances d'échange.* CIGRÉ, 1960. rap. 320.

[3] Manea, Fl., Ionescu, S., Nicolae, P. *Influenţa sistemului de reglaj şi a parametrilor sistemului energetic asupra proceselor tranzitorii de reglaj frecvenţă-putere* (în l. rusă). Simpozionul internaţional în probleme de reglaj frecvenţă-putere, Budapesta, 1963.

[4] Manea, Fl., Ionescu, S., Nicolae, P. *Studiul optimizării reglajului automat al frecvenţei şi puterilor în sistemele energetice cu ajutorul unui calculator analogic.* În: St. cerc. de energetică, seria A, nr. 1, 1963, p. 51—73.

[5] Arie, E. *Caracteristici ale sistemelor electroenergetice pentru calculul indicilor de calitate ai reglajului frecvenţei şi tensiunii.* În: St. cerc. de energetică, nr. 1, 1961, p. 143.

[6] Dimo, P., Groza, L., Moraite, Gh. *Optimizarea condiţiilor de încercare.* CIGRÉ, 1962, rap. 314.

[7] Manea, Fl., Agalidi, E. *Determinarea experimentală a funcţiei de transfer a sistemului energetic.* Lucrări tehnico-ştiinţifice IRME, 1964, p. 138—151.

[8] Alstrom, K., Grade, A. *Studiul reţelei suedeze cu ajutorul analizei frecvenţei.* CIGRÉ, 1950, rap. 315.

[9] *Dare de seamă asupra cercetărilor experimentale în sistemele energetice ale ţărilor participante la DCD, martie 1964* (în l. rusă).

[10] *Determinarea experimentală a funcţiilor de transfer ale sistemelor de reglaj automat cu ajutorul modelelor electronice.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 9, 1959.

[11] Lehmann, G. *Calcul du spectre des fluctuations du courant absorbé par un réseau de distribution électrique.* În: Bull. SFE, nr. 34, 1953, p. 593—596.

[12] Fortet, R. *Spectre des fluctuations du courant absorbé par un réseau de distribution électrique.* În: Bull. SFE, nr. 47, p. 712—717.

[13] Arie, E. *Studiul pe modele probabilistice al fluctuaţiilor sarcinilor în sisteme electroenergetice.* În: St. cerc. de energetică, nr. 3, 1962, p. 471—488.

[14] Arie, E. *Studiul experimental al fluctuaţiilor sarcinii şi aplicaţii la calculul fluctuaţiilor puterii de schimb şi la determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice ale unui sistem electroenergetic.* În: St. cerc. de energetică, nr. 1, 1963.

[15] Arie, E., Pomîrleanu, M. *Căi de evaluare a performanţelor reglajului automat frecvenţă-putere în sisteme electroenergetice.* În: St. cerc. energ. electr. nr. 2, 1965, p. 293—309.

[16] Arie, E., Damian-Iordache, N. *Determinarea caracteristicii dinamice frecvenţă-putere a unui sistem electroenergetic din comportarea sa la perturbaţii statistice.* Metode şi algoritme de calcul. În: St. cerc. energ. electr., nr. 4, 1964, p. 951—968.

Ing. M. TERTIŞCO şi dr. ing. I. ŞARLEA

Determinarea experimentală a caracteristicilor statice

Complexitatea instalaţiilor tehnologice din industrie şi cunoaşterea, în unele cazuri, numai calitativă a fenomenelor fizico-chimice care stau la baza desfăşurării proceselor tehnologice şi a funcţionării agregatelor industriale fac uneori imposibilă determinarea analitică a modelului matematic al procesului tehnologic. Aceasta a făcut ca în multe cazuri să se recurgă la metodele experimentale pentru rezolvarea acestei probleme. Dezvoltarea tehnicii de calcul a facilitat utilizarea pe scară tot mai largă a acestor metode (care, de obicei, implică un volum mare de calcule pentru programarea experimentului şi prelucrarea datelor experimentale) pentru obţinerea modelului matematic.

Multe procese tehnologice din industria chimică, petrochimică, metalurgică şi altele se desfăşoară în regim staţionar, în majoritatea timpului din perioada de funcţionare. Conducerea optimă a proceselor cu ajutorul calculatoarelor a impus, de aceea, cunoaşterea modelului matematic al proceselor în regim staţionar. Pentru rezolvarea acestei probleme au fost adaptate şi perfecţionate metode experimentale elaborate iniţial nu pentru cercetarea proceselor industriale. Aşa sînt, de exemplu, metodele de corelaţie şi de analiză factorială, care au fost iniţial elaborate şi utilizate pentru cercetarea interdependenţei dintre diferiţi factori ce caracterizau procese din biologie, agricultură etc. [1], [2].

În prezent s-au cristalizat unele concepţii privind categoriile de metode şi metodologia de utilizare a lor în scopul determinării experimentale a modelului matematic al regimului staţionar al proceselor tehnologice industriale. Aceste metode sînt fie pasive (care nu necesită

nodificarea parametrilor de intrare ai procesului după un program stabilit, ci folosesc variaiile aleatorii ale parametrilor în regimul normal de funcţionare), fie active (care implică nodificarea parametrilor procesului cercetat onform unui program stabilit în prealabil). În azul ambelor metode, forma calitativă a moelului matematic se presupune cunoscută şi, olosind datele experimentale, se determină alorile parametrilor modelului care asigură o oncordanţă maximă cu realitatea. De aceea nformaţia apriorică despre proces are un rol mportant în sporirea eficacităţii experimenului (în enunţarea ipotezelor, micşorarea volumului de date experimentale necesare, alegerea metodei experimentale de cercetare etc.).

1. Metode experimentale pasive de determinare a caracteristicilor statice

Determinarea experimentală a caracteristicilor statice, în cazul instalaţiilor liniare cu o ntrare şi o ieşire, se poate face folosind metodele destinate determinării caracteristicilor dinamice. În cazul unei asemenea instalaţii, comportarea statică este caracterizată de coeficientul de transfer (de amplificare) K, adică :

$$x_e = K\, x_i\,, \tag{1}$$

n care x_e şi x_i sînt valori ale mărimilor de ntrare şi ieşire în regim staţionar.

De exemplu, pentru determinarea coeficientului de transfer K se pot utiliza funcţiile de orelaţie $\varphi_{x_i x_i}(\tau)$ şi intercorelaţie $\varphi_{x_e x_i}(\tau)$. Se ştie ă, în cazul unor procese stabile, din răspunsul ndicial $h(t)$ al unei instalaţii automatizate se oate determina K :

$$K = \lim_{t\to\infty} h(t). \tag{2}$$

Transformata Laplace a funcţiei indiciale (t) este :

$$H(s) = Y(s)\cdot X_i(s) = Y(s)\cdot\frac{1}{s}, \tag{3}$$

n care $Y(s)$ este funcţia de transfer a elemenului, iar $X_i(s)$ este transformata Laplace a nărimii de intrare (care este o funcţie treaptă $x_i(t) = [1]$).

Avînd în vedere relaţiile (2) şi (3), rezultă, plicînd teorema valorii finale, că în cazul instaaţiilor stabile monodimensionale (cu o singură intrare) :

$$K = \lim_{s\to 0} Y(s). \tag{4}$$

Se cunoaşte că răspunsul la frecvenţă $Y(j\omega)$ e poate determina folosind densităţile spectrale $\Phi_{x_i x_i}(\omega)$ şi interspectrale $\Phi_{x_i x_e}(j\omega)$, adică :

$$Y(j\omega) = \frac{\Phi_{x_e x_i}(j\omega)}{\Phi_{x_i x_i}(j\omega)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{x_e x_i}(\tau)\, e^{j\omega\tau}\, d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{x_i x_i}(\tau)\, e^{j\omega\tau}} \tag{5}$$

Avînd în vedere relaţia (4), se poate determina K folosind funcţiile de corelaţie şi intercorelaţie :

$$K = \lim_{\omega\to 0} Y(j\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{x_e x_i}(\tau)\, d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{x_i x_i}(\tau)\, d\tau}. \tag{6}$$

De obicei se urmăreşte să se determine modelul matematic, în regim staţionar, al proceselor multidimensionale (fig. 1).

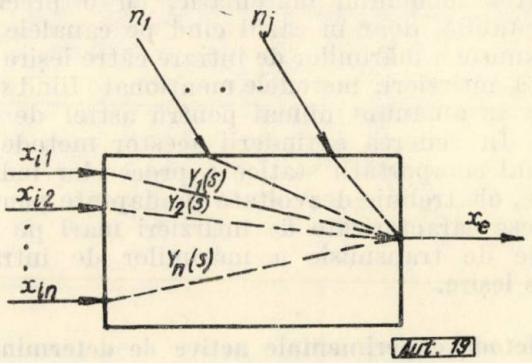


Fig. 1. Proces cu intrări multiple.

În acest caz, caracteristica statică (modelul matematic al regimului staţionar) exprimă dependenţa dintre mărimea de ieşire x_e şi mărimile de intrare $x_{i_1}, x_{i_2}, \ldots, x_{i_n}$ în regimul în care derivatele, în raport cu timpul, ale variabilelor $x_{ik}(t)$ şi $x_e(t)$ sînt identic nule. Dacă procesul este liniar şi deci este aplicabil principiul superpoziţiei, modelul matematic staţionar al procesului este exprimat de regresia :

$$x_e = \sum_{k=1}^{n} a_k\, x_{ik}, \tag{7}$$

în care coeficienţii regresiei conform (6) pot fi calculaţi cu relaţia :

$$a_k = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{x_e x_{ik}}(\tau)\, d\tau}{\int_{-8}^{\infty} \varphi_{x_{ik} x_{ik}}\, d\tau}. \tag{8}$$

Modelul matematic determinat exprimă doar dependenţa dintre x_e şi mărimile de intrare x_{ik}, influenţa mărimilor perturbatoare n_j neafectînd precizia determinării coeficienţilor a_k, atunci cînd mărimile de intrare nu sînt corelate cu perturbaţiile (x_{ik} şi n_j sînt statistic independente).

Pentru a putea caracteriza mai fidel procesul este necesar să se facă o analiză a regresiei spre a putea aprecia dacă modelul trebuie completat, în sensul de a lua în considerare şi alte variabile care în prima etapă au fost considerate mărimi perturbatoare şi nu au fost incluse în model. De asemenea, în cazul cînd caracte-

ristica statică este neliniară şi $x_e = f(x_{i1}, \ldots, x_{ik}, \ldots, x_{in})$ este o hipersuprafaţă oarecare, regresia liniară de forma (7) nu este acceptabilă decît pe o zonă foarte restrînsă în jurul unui punct depărtat de zonele de extrem ale hipersuprafeţei de răspuns a funcţiei $x_e = f(x_{ik})$.

În literatura de specialitate, pentru determinarea modelului matematic al procesului, se preconizează utilizarea analizei corelaţionale a regresiei şi exprimarea coeficienţilor regresiei prin intermediul coeficienţilor de corelaţie [1], [2]. Aceste metode permit însă determinarea modelului matematic, cu o precizie acceptabilă, doar în cazul cînd pe canalele de transmisie a mărimilor de intrare către ieşire nu există întîrzieri, metodele menţionate fiind studiate în amănunt numai pentru astfel de cazuri. În vederea extinderii acestor metode la studiul comportării statice a proceselor industriale, ele trebuie dezvoltate şi adaptate pentru procese caracterizate de întîrzieri mari pe canalele de transmisie a mărimilor de intrare către ieşire.

2. Metode experimentale active de determinare a caracteristicilor statice

Metodele experimentale active prezintă avantajul că permit determinarea modelului matematic al procesului în regim staţionar indiferent de comportarea dinamică a acestora, atît pentru procesele liniare cît şi pentru cele neliniare. De asemenea, ele mai prezintă avantajul că calculele pentru prelucrarea datelor experimentale sînt mult mai puţin laborioase decît în cazul metodelor pasive. Dezavantajul acestor metode constă în faptul că, în perioada de experimentare, procesul tehnologic cercetat este scos din regimul normal de funcţionare ceea ce nu întotdeauna este posibil sau admisibil.

În ceea ce priveşte modelul matematic al regimului staţionar, în cazul general $x_e = f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ poate fi neliniar. Această funcţie poate fi însă descompusă într-o serie de puteri în jurul punctului corespunzător regimului tehnologic de coordonate $(x_{10}, x_{20}, \ldots, x_{n0})$, rezultînd :

$$x_e = f(x_{10}, x_{20}, \ldots, x_{n0}) + \sum_{j=1}^{n} \left.\frac{\partial f}{\partial x_j}\right|_{x_{j0}} x_j + \sum_{i<j}^{n} \left.\frac{\partial f}{\partial_{x_i} \partial_{x_j}}\right|_{\substack{x_{i0} \\ x_{j0}}} x_i x_j + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n} \left.\frac{\partial^2 f}{\partial x_j^2}\right|_{x_{j0}} x_j^2 + \ldots$$

Deci caracteristica statică poate fi exprimată sub forma :

$$x_e = x_{e0} + \sum_{j=1}^{n} \alpha_j x_j + \sum_{j<j}^{n} \alpha_{ij} x_i x_j + \sum_{j=1}^{n} \alpha_{jj} x_j^2 + \ldots \quad (9)$$

Ca şi în cazul precedent (7) se consideră modelul matematic al procesului de formă liniară

$$x_e = \alpha_0 + \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + , \ldots , + \alpha_n x_n,$$

în care $x_1, \ldots, x_n$ sînt mărimi de intrare, iar $\alpha_1, \ldots, \alpha_n$ parametri ai modelului matematic care trebuie determinaţi.

Determinarea coeficienţilor α_k se poate face pe baza unor măsurători ale variabilelor independente x_k şi a variabilei dependente x_e. Deoarece x_e este afectată nu numai de variabilele x_k ci şi de unele mărimi perturbatoare $n(t)$, neluate în considerare, se consideră că valorile măsurate x_{em} sînt aproximative, iar valorile măsurate ale variabilelor x_k sînt exacte. Se vor putea determina pe baza măsurătorilor o serie de coeficienţi $a_0, a_1, \ldots, a_n$ care estimează coeficienţii $\alpha_0, \alpha_1, \ldots, \alpha_n$.

Rezultatele măsurătorilor (N — măsurători) efectuate asupra variabilelor pot fi tabelate astfel :

$$\begin{matrix} x_{em1} & x_{11} & x_{12} \cdots x_{n1} \\ x_{em2} & x_{21} & x_{22} \cdots x_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots \\ x_{emN} & x_{N1} & x_{N2} \cdots x_{Nn} \end{matrix} \quad (10)$$

Notînd cu $\vec{X}$ — matricea valorilor variabilelor independente, cu $\vec{X}_e$ — matricea valorilor variabilei de ieşire (matrice coloană) şi cu $\vec{a}$ — matricea coeficienţilor, rezultă că pentru măsurătorile efectuate şi modelul liniar acceptat :

$$\vec{X}_e = \vec{X}\,\vec{a}. \quad (11)$$

Coeficienţii $\vec{a}$ trebuie să estimeze coeficienţii $\vec{\alpha}$, iar drept criteriu de concordanţă se admite criteriul Gauss al abaterii medii pătratice minime :

$$\min\{\varepsilon\} = \min \sum_{k=1}^{N} (x_{emk} - a_0 x_{0k} - a_1 x_{1k} - , \ldots, - a_n x_{nk})^2. \quad (12)$$

Adică, trebuie determinate asemenea valori ale coeficienţilor $\vec{a}$ care să asigure minimul abaterii pătratice, deci determinarea acestora se va face din condiţiile :

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial a_0} = 0\,; \quad \frac{\partial \varepsilon}{\partial a_1} = 0\,; \ldots ; \frac{\partial \varepsilon}{\partial a_n} = 0, \quad (13)$$

ceea ce se poate scrie în formă matricială astfel :

$$\vec{X}^T \vec{X}\,\vec{a} = \vec{X}^T \vec{X}_e \quad (14)$$

unde $\vec{X}^T$ este matricea $\vec{X}$, transpusă.

Rezolvînd ecuaţia matricială (14) în raport cu $\vec{a}$, se obţine :

$$\vec{a} = (\vec{X}^T \vec{X})^{-1} \vec{X}^T \vec{Y}, \tag{15}$$

unde :

$$\vec{X}^T \vec{X} = \begin{vmatrix} \sum_{k=1}^{N} x_{0k}^2 & \sum_{k=1}^{N} x_{0k} x_{1k} & \cdots & \sum_{k=1}^{N} x_{0k} x_{nk} \\ \sum_{k=1}^{N} x_{1k} x_{0k} & \sum_{k=1}^{N} x_{1k}^2 & \cdots & \sum_{k=1}^{N} x_{1k} x_{nk} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sum_{k=1}^{N} x_{nk} x_{0k} & \sum_{k=1}^{N} x_{nk} x_{1k} & \cdots & \sum_{k=1}^{N} x_{nk}^2 \end{vmatrix} \tag{16}$$

Dacă se programează experimentul astfel încît să se îndeplinească condiţia de ortogonalitate :

$$\sum_{k=1}^{N} x_{rk} x_{sk} = 0 \text{ pentru } r \neq s, \tag{17}$$

unde r şi $s = 1, 2, \ldots, n$, matricea (16) devine diagonală, iar inversa ei este :

$$(\vec{X}^T \vec{X})^{-1} = \begin{vmatrix} 1/\sum x_{0k}^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1/\sum x_{1k}^2 & \cdots & 0 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 & & 1/\sum x_{nk}^2 \end{vmatrix} \tag{18}$$

În acest caz, conform relaţiei (15), coeficienţii regresiei se calculează cu relaţia :

$$a_r = \frac{\sum_{k=1}^{N} x_{rk} x_{sk}}{\sum_{k=1}^{N} x_{rk}^2}. \tag{19}$$

Box şi Wilson au elaborat o metodologie de organizare a experimentului ortogonal, în cadrul căruia variabilele independente iau asemenea valori încît condiţia de ortogonalitate (17) să fie îndeplinită.

Aşa, de exemplu în cazul experimentului ortogonal la două nivele, se stabilesc pentru variabilele independente cele două valori limită (extremele x_{rM} şi x_{rm}) pe care le pot lua în cadrul experimentului. Experimentul constă în efectuarea diferitelor măsurători ale mărimii x_{ek} corespunzătoare diferitelor combinaţii ale valorilor variabilelor independente. În cazul a două variabile independente x_1 şi x_2, care pot lua fiecare o valoare maximă (x_{1M} şi x_{2M}) sau o valoare minimă (x_{1m} şi x_{2m}), se pot realiza 2^2 măsurători. Matricea de programare a experimentului, care conţine valorile pe care le iau variabilele în cadrul experimentului, sînt prezentate în tabela 1.

Tabela 1

Nr. măsurat	Valoarea fixată variabilei independente		Valoarea măsurată a variabilei
	x_1	x_2	x_{ek}
1	x_{1m}	x_{2m}	x_{e1}
2	x_{1m}	x_{2M}	x_{e2}
3	x_{1M}	x_{2m}	x_{e3}
4	x_{1M}	x_{2M}	x_{e4}

În planul variabilelor x_1, x_2 (fig. 2), punctele de coordonate (x_{1M}, x_{2M}), (x_{1M}, x_{2m}), (x_{1m}, x_{2M}), x_{1m}, x_{2m}) reprezintă punctele în care se efectuează măsurători. Punctul de coordonate (x_{10}, x_{20}) reprezintă centrul experimentului şi corespunde, de obicei, regimului nominal de desfăşurare a procesului tehnologic. Mărimile Δ_1 şi Δ_2 reprezintă pasul sau unitatea de variaţie a variabilelor de intrare x_1 şi x_2. Prin urmare, în cadrul experimentului factorial de tipul 2^r, cele r variabile ale procesului iau următoarele două valori :

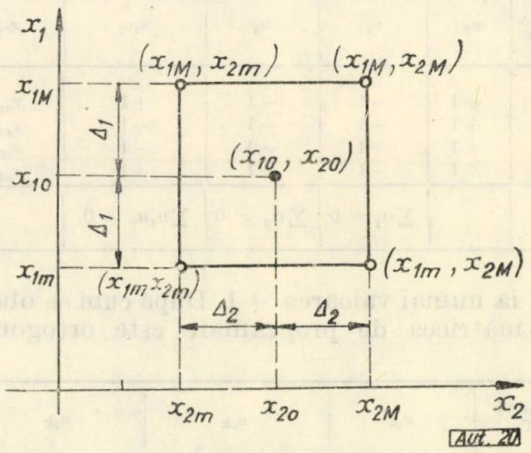


Fig. 2. Programul experimentului factorial la două nivele.

$$x_i = x_{i0} \pm \Delta_i.$$

Polinomul de aproximare a caracteristicii statice în cazul a două variabile va fi :

$$x_e = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_{12} x_1 x_2, \tag{20}$$

deoarece numărul maxim de coeficienţi ce pot fi determinaţi este patru. Pentru omogenizarea scrierii mai introducem o variabilă x_0 căreia îi atribuim întotdeauna valoarea 1.

În programarea experimentului şi în calculele de prelucrare a datelor se folosesc variabile centrate şi normate. Prin translatarea originii planului în centrul experimentului se obţin valorile centrate ale variabilelor $\dot{x}_i = x_i - x_{i0}$, iar prin normare (exprimarea valorilor variabilelor

independente în unităţi de variaţie Δ_i) se obţin variabilele :

$$u_i = \frac{\overset{\circ}{x}_i}{|\Delta_i|} = \frac{x_i - x_{i0}}{|\Delta_i|}. \qquad (21)$$

Variabilele normate iau în cadrul experimentului valorile $+1$ şi -1 şi matricea de programare este cea din tabela 2, iar polinomul (20) devine :

$$x_e = b_0 u_0 + b_1 u_1 + b_2 u_2 + b_{12} u_1 u_2. \qquad (22)$$

Pentru omogenizarea scrierii şi a calculelor coeficienţilor s-a introdus variabila fictivă u_0

Tabela 2

Nr. măsurat	u_0	u_1	u_2	u_1u_2	x_{ek}
1	+1	−1	−1	+1	x_{e1}
2	+1	−1	+1	−1	x_{e2}
3	+1	+1	−1	−1	x_{e3}
4	+1	+1	+1	+1	x_{e4}
		$\Sigma u_1 = 0$	$\Sigma u_2 = 0$	$\Sigma u_1u_2 = 0$	

care ia numai valoarea $+1$. După cum se observă, matricea de programare este ortogonală

Modelul matematic liniar se foloseşte de obicei numai pentru aplicarea metodei gradientului în vederea determinării zonei de extrem a caracteristicii statice, aplicînd metoda Box-Wilson [4], [5], iar modelul matematic în zona de extrem se aproximează de obicei printr-un polinom pătratic (9) ai cărui coeficienţi se determină efectuînd în zona de optim un experiment ortogonal la trei nivele.

În acest caz, dacă ne referim tot la un proces cu două intrări, polinomul de aproximare este de forma :

$$x_e = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_{12} x_1 x_2 + a_{11} x_1^2 + a_{22} x_2^2. \qquad (24)$$

respectiv, folosind variabile normate, polinomul de aproximare devine de forma :

$$x_e = b_0 u_0 + b_1 u_1 + b_2 u_2 + b_{12} u_1 u_2 + b_{11} u_1^2 + b_{22} u_2^2. \qquad (25)$$

Matricea de programare ar urma să fie întocmită ca şi în cazul experimentului ortogonal la două nivele, nivelele la care vor fi fixate variabilele independente fiind însă în acest caz $+1$ (adică x_{max}), -1 (adică x_{min}) şi, respectiv valorile din centrul experimentului 0 (adică x_0). Matricea de programare va fi în acest caz cea din tabela 3.

Tabela 3

Variabile K	u_{0k}	u_{1k}	u_{2k}	$u_{1k}\,u_{2k}$	u_{1k}^2	u_{2k}^2	x_{ek}
1	+1	−1	−1	+1	+1	+1	x_{e1}
2	+1	0	−1	0	0	+1	x_{e2}
3	+1	+1	−1	−1	+1	+1	x_{e3}
4	+1	−1	0	0	+1	0	x_{e4}
5	+1	0	0	0	0	0	x_{e5}
6	+1	+1	0	0	+1	0	x_{e6}
7	+1	−1	+1	−1	+1	+1	x_{e7}
8	+1	0	+1	0	0	+1	x_{e8}
9	+1	+1	+1	+1	+1	+1	x_{e9}
	N	$\Sigma u_{1k} = 0$	$\Sigma u_{2k} = 0$	$\Sigma u_{1k}u_{2k} = 0$	$\Sigma u_{1k}^2 = 6$	$\Sigma u_{2k}^2 = 6$	

$\sum_{k=1}^{N} u_{ik} = 0$ şi $\sum_{k=1}^{N} u_{ik}\,u_{ik} = 0$. În acest caz, relaţiile de calcul al coeficienţilor sînt :

$$b_i = \frac{\sum_{k=1}^{N} u_{ik} x_{ek}}{N}; \quad b_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^{N} u_{ik} u_{jk} x_{ek}}{N}. \qquad (23)$$

Pentru a trece la variabile nenormate se înlocuiesc în (22) expresiile u_i din (21), obţinîndu-se astfel modelul sub forma (20). Se pot astfel programa experimente ortogonale pentru orice număr de variabile independente.

Se observă că experimentul factorial la două nivele nu permite calculul coeficienţilor decît pentru un polinom liniar, deoarece matricea de planificare nu este ortogonală în raport cu u_i^2, deoarece rezultă că $\Sigma u_i^2 \neq 0$.

Din analiza acestei matrice de programare se constată că ea poate fi descompusă într-o matrice de tip 2^2 şi alte cîteva puncte adăugate acesteia. În adevăr, din figura 3 se constată că

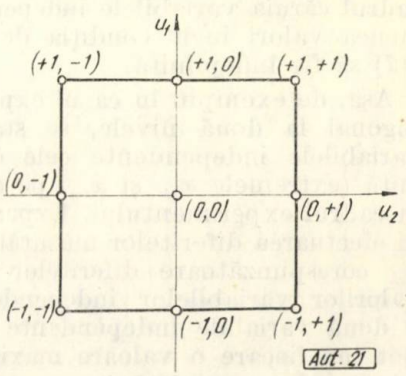


Fig. 3. Programul experimentului factorial la trei nivele.

punctele de pe suprafaţa de răspuns în care se efectuează măsurarea sînt cele ale experimentului 2^2 (pentru determinarea polinomului liniar), la care se adaugă încă patru puncte situate pe axele x_1 la distanţele $\alpha = 1$ de centru, precum şi punctul central (0,0).

Aceasta permite realizarea experimentului pe etape. Se realizează întîi un experiment de tipul 2^2 şi apoi, dacă modelul matematic determinat nu descrie corect procesul, se poate continua experimentul efectuînd şi măsurătorile din punctele situate pe axe.

Această matrice de programare (tabela 3) nu este ortogonală în raport cu u_1^2 şi u_2^2 şi pentru ca matricea de calcul să fie ortogonală se face o înlocuire de variabilă, şi anume înlocuim u^2 cu :

$$u = u^2 - \frac{\sum_{k=1}^{N} u_k}{N} = u^2 - \overline{u}^2. \qquad (26)$$

Pentru cazul analizat $\overline{u}^2 = 3/2$ şi matricea de programare se prezintă ca în tabela 4, ea

Tabela 4

Variabile K	u_{0k}	u_{1k}	u_{2k}	$u_{1k}\,u_{2k}$	$u_1^2 - \frac{2}{3}$	$u_2^2 - \frac{2}{3}$	x_{ek}
1	+1	−1	−1	+1	1/3	1/3	x_{e1}
2	+1	0	−1	0	−2/3	1/3	x_{e2}
3	+1	+1	−1	−1	1/3	1/3	x_{e3}
4	+1	−1	0	0	1/3	−2/3	x_{e4}
5	+1	0	0	0	−2/3	−2/3	x_{e5}
6	+1	+1	0	0	1/3	−2/3	x_{e6}
7	+1	−1	+1	−1	1/3	1/3	x_{e7}
8	+1	0	+1	0	1/3	1/3	x_{e8}
9	+1	+1	+1	+1	1/3	1/3	x_{e9}
	N	$\Sigma = 0$	$\Sigma = 0$	$\Sigma = 0$	$\Sigma = 0$	$\Sigma = 0$	

fiind ortogonală în totalitate, iar polinomul de aproximare determinat este de forma :

$$x_e = b_0 + b_1 u_1 + b_2 u_2 + b_2 u_2 + b_{12} u_1 u_2 + b_{11}(u_1^2 - \overline{u}_1^2) + b_{22}(u_2^2 - \overline{u}_2^2). \qquad (27)$$

Coeficienţii se determină pe baza datelor din tabela 3, cu relaţiile :

$$b_i = \frac{\sum_{k=1}^{N} u_{ik}\, x_{ek}}{\sum_{k=1}^{N} x_{ik}^2}\,;\quad b_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^{N} (u_{ik}\, u_{jk})\, x_{ek}}{\sum_{k=1}^{N} (u_{ik}\, u_{jk})^2}\,;$$

$$b_{ii} = \frac{\sum_{k=1}^{N} \left(u_{ik}^2 - \frac{2}{3}\right) x_{ek}}{\sum_{k=1}^{N} \left(u_{ik}^2 - \frac{2}{3}\right)^2}. \qquad (28)$$

Pentru obţinerea polinomului de aproximare în forma (25) trebuie determinat $b_0 = b_0 - b_{11}\, u_1^2 - b_{22}\overline{u}_2^2$, iar spre a se trece la forma (24) se înlocuiesc variabilele u_i cu expresiile lor din relaţiile (21), ca şi în cazul experimentului la două nivele.

De menţionat că dispersiile coeficienţilor polinomului de aproximare determinat nu sînt aceleaşi pentru toţi coeficienţii, fapt pentru care au fost elaborate şi alte scheme de programare a experimentelor, care nu prezintă dezavantajul menţionat [5].

3. Concluzii

În prezenta lucrare s-a insistat asupra metodelor experimentale de determinare a caracteristicilor statice ale proceselor, care por fi aplicate în cazurile proceselor industriale caracterizate de întîrzieri mari pe canalele de transmitere a mărimilor de intrare către ieşirea procesului, adică metoda experimentului ortogonal, care este o metodă activă.

În ceea ce priveşte metoda analizei statice a regresiei multiple, bazată pe utilizarea variaţiilor aleatorii ale mărimilor de intrare în funcţionarea normală a instalaţiei tehnologice cercetate, se poate menţiona faptul că aceasta trebuie dezvoltată şi adaptată pentru aplicarea în cazurile proceselor industriale caracterizate de întîrzieri mari care trebuie luate în considerare în calcule. În legătură cu aceasta se prezintă o soluţie de abordare a problemei în asemenea cazuri, recurgînd la utilizarea funcţiilor de corelaţie. Metoda propusă însă nu rezolvă cazul caracteristicilor statice neliniare.

În lucrare nu au fost expuse probleme privind analiza preciziei şi a concordanţei modelului determinat cu procesul cercetat, precum şi probleme privind prelucrarea datelor experimentale, expuse în diferite lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Box, G. E. P. şi Wilson, K. B. *On the experimental attainement of optimum conditions.* În : Journal of the royal statistical society, series B, nr. 1, 1951.

[2] Cocharn, W. G. şi Cox, C. M. *Experimental designs.* New York, John Wiley, 1957.

[3] Nalimov, V. V. *Primenenie matematiceskoi statistiki pri analize vescestva.* Moscova. 1960.

[4] Box, G. E. P. *Multifactor design of first order.* În : Biometrika, nr. 1, 1952, p. 49.

[5] Nolimov Cernova. *Planirovanie extremalnih experimentov.* Moscova, 1965.

Ing. A. SILARD

Unele sisteme închise de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale

Majoritatea sistemelor pentru comanda tiristoarelor cunoscute în prezent sînt executate în variante deschise. În acest caz lipseşte posibilitatea de a controla executarea comenzilor fapt care duce la scăderea siguranţei în funcţionarea dispozitivelor ce folosesc tiristoare. Acest neajuns poate fi înlăturat în cazul folosirii sistemelor închise de comandă studiului cărora le este consacrat articolul de faţă.

Tiristoarele bioperaţionale sau GTO („gate turn-off", adică cu stingere pe poartă) se amorsează cu un impuls pozitiv şi se sting cu un impuls negativ,aplicate pe electrodul de comandă (poartă). Sub aspectul sistemelor de comandă, tiristoarele monooperaţionale, adică tiristoarele ce permit doar aprinderea (amorsarea) pe electrodul de comandă, sînt cazuri particulare ale tiristoarelor bioperaţionale şi, în consecinţă, analiza efectuată în articol se referă doar la acestea din urmă.

1. Generalităţi privind tiristoarele bioperaţionale

Tiristorul, adică de fapt structura pnpn, poate fi înlocuit printr-un circuit echivalent constînd în două transistoare complementare (fig. 2). Tiristorul bioperaţional are anumite particularităţi tehnologice care se reflectă parţial în această schemă echivalentă [4], [7].

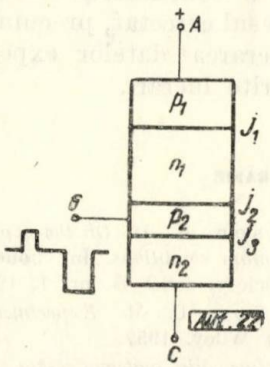


Fig. 1. Structura pnpn: A – anod; C – catod; G – electrod de comandă (poartă); J_1 J_2 J_3 – joncţiuni.

Parametrul principal al tiristorului bioperaţional este coeficientul de dezamorsare (stingere), definit prin relaţia [1], [2], [4], [5], [6], [7]:

$$\varkappa = \frac{I'_G}{I_a} = \frac{\alpha_n + \alpha_p - 1}{\alpha_n} = \frac{\alpha_\Sigma - 1}{\alpha_n}. \qquad (1)$$

unde:

I'_G este semnalul de curent aplicat pe electrodul de comandă, necesar stingerii tiristorului;

I_a — curentul anodic (prin tiristor);

α_n — factorul de amplificare al transistorului component T_1 (fig. 2);

α_p — factorul de amplificare al transistorului component T_2 (fig. 2);

$\alpha_\Sigma = \alpha_p + \alpha_n$.

α_p şi α_n depind de valoarea curentului anodic şi variază în funcţie de aceasta [1], [2], [8].

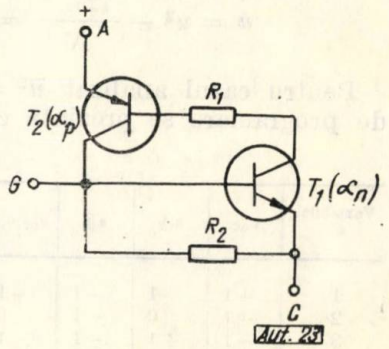


Fig. 2. Circuitul echivalent al tiristorului din două transistoare complementare.

Valorile pe care şi le poate asuma α_Σ sînt limitate, astfel încît şi valorile coeficientului de amplificare la stingere $K = \frac{1}{\varkappa}$ sînt limitate şi cuprinse în marja 4—20. Inconvenientul este în prezent pe cale de dispariţie, o dată cu introducerea pe scară largă a tiristoarelor bioperaţionale cu patru electrozi [1], [11], al căror studiu nu face obiectul prezentului articol. Aceste tiristoare au un coeficient de amplificare la stingere de ordinul a cîtorva mii. Simbolul tiristorului GTO este prezentat în figura 7.

Tiristoarele sînt elemente semiconductoare comandate de curent. Procesele tranzitorii ce au loc la amorsarea tiristoarelor bioperaţionale sînt identice cu cele ce caracterizează tiristoarele monooperaţionale.

Expresia analitică a curentului I_G necesar amorsării tiristorului este următoarea [7], [8]:

$$I_G = \frac{I_{G_0}}{1 - \exp\left(-\frac{t_i}{\tau}\right)} \qquad (2)$$

unde:

I_{G_0} este curentul static de comandă (cînd durata impulsului este infinită);

t_i — durata impulsului;

τ — constantă de timp [8]:

I_G — curentul de comandă ce depinde de durata impulsului.

După cum se poate observa din relaţia (2), curentul de comandă I_G este invers proporţional cu durata impulsului (fig. 3).

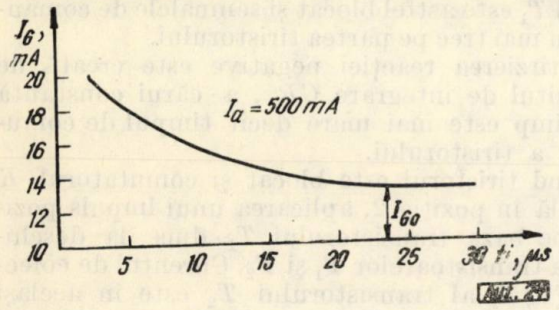


Fig. 3. Curbă $I_G = f(t_i)$.

În ultimul timp, timpul de amorsare a tiristoarelor a scăzut simţitor, atingîndu-se la unele tipuri valori sub 50 ns.

Variaţia curentului de comandă I'_G în funcţie de durata impulsului de comandă, în cazul stingerii tiristorului bioperaţional, este guvernată de aceeaşi lege ca şi în cazul amorsării [7]:

$$I'_G = \frac{I'_{G_0}}{1 - \exp\left(-\frac{t_i}{\tau'}\right)}. \qquad (3)$$

O curbă tipică $I_G = f(t_i)$ pentru un tiristor bioperaţional cu un curent anodic de 500 mA

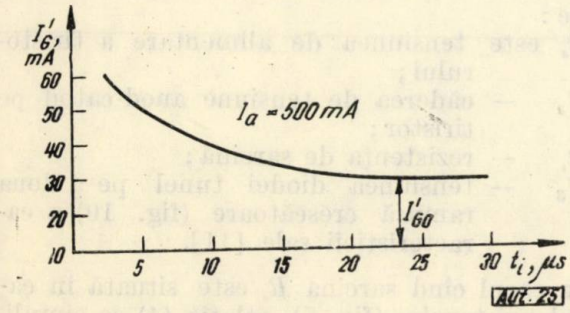


Fig. 4. Curbă $I'_G = f(t_i)$.

este reprezentată în figura 4. Dacă valoarea curentului anodic creşte, atunci cresc corespunzător şi valorile statice şi dinamice ale curentului de comandă I_G. După cum se poate remarca din figurile 3 şi 4, la aceeaşi valoare a curentului anodic (prin sarcină) şi aceeaşi durată a impulsului, curentul de comandă la stingere are o valoare mai mare decît curentul de amorsare. Explicarea acestui fenomen se face în lucrarea [7].

Pînă nu demult, tiristoarele bioperaţionale s-au fabricat pentru un curent anodic maxim de 2 A (în momentul de faţă pînă la 10 A). Această limitare a puterii pe care o pot comuta tiristoarele bioperaţionale a fost impusă de proprietatea electrodului de comandă de a-şi pierde capacitatea de blocare [2], [7]. Mai explicit, la o anumită valoare a curentului anodic, indiferent de valoarea curentului I'_G, tiristorul nu se mai blochează.

În figura 2 această proprietate este reprezentată simbolic prin rezistenţa echivalentă de scăpări R_2.

Din (1) rezultă că, pentru a mări puterea comutată, trebuie mărit curentul I_G. Mărirea curentului I_G se obţine mărind tensiunea aplicată pe poarta (electrodul de comandă) tiristorului. Ca urmare a neliniarităţii caracteristicii de intrare $I_G = f(U_G)$ a tiristorului (unde U_G este tensiunea aplicată pe electrodul de comandă), curentul de scăpări prin R_2 creşte mai repede decît componenta utilă a curentului I_G aplicat pe electrodul de comandă. La limită, electrodul de comandă îşi pierde capacitatea de blocare [4], [7], [10].

Rezistenţa R_1 (fig. 2) simbolizează rezistenţa bazei groase n_1 (fig. 1). Coeficientul de dezamorsare $\varkappa$ şi curenţii de comandă I_G şi I'_G depind de o serie de factori, dar analiza lor depăşeşte cadrul studiului de faţă. Acestor probleme le sînt consacrate o serie de lucrări de specialitate [1], [2], [3], [4], [7], [8], [9].

2. Unele probleme legate de realizarea sistemelor închise de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale

Sistemele închise de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale folosesc reacţia negativă, necesară întreruperii semnalului aplicat pe poartă, după ce tiristorul a executat comanda dată. În aceste cazuri, un interes deosebit îl suscită aspectul informaţional al reacţiei negative.

În figura 5 este reprezentată schema logică de structură pentru comanda unui tiristor bioperaţional.

Dacă, în cazul tiristorului blocat, parametrul informaţional a_3 al reacţiei este zero atunci în cazul existenţei unui semnal de amorsare a_1, la ieşirea circuitului $(\text{ŞI})_1$ va apărea un semnal care va amorsa tiristorul. Dacă concomitent va fi aplicat şi semnalul de dezamorsare

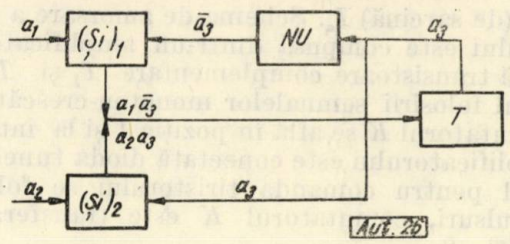


Fig. 5. Schemă logică de structură pentru comanda tiristorului bioperaţional:
T – tiristor; a_1 – semnal de amorsare; a_2 – semnal de stingere; a_3 – semnal de reacţie.

(stingere) a_2, atunci la ieşirea circuitului $(ŞI)_2$ nu va apărea semnalul de blocare. După amorsarea tiristorului, parametrul informaţional a_3, după o oarecare întîrziere, îşi va schimba valoarea din 0 în 1. În acest caz, la aplicarea unui impuls de comandă, a_1, la ieşirea schemei $(ŞI)_1$ nu va apărea semnalul de amorsare, în schimb semnalul de stingere a_2 va putea bloca tiristorul.

Ca parametri informaţionali ai buclei de reacţie în circuitele de comandă ale tiristoarelor bioperaţionale se pot folosi: curentul anodic al tiristorului I_a, căderea de tensiune pe tiristor U_a şi căderea de tensiune pe sarcină U_s.

Semnalele de intrare pot avea un caracter discret (impulsuri) sau monoton. Coeficientul de amplificare la stingere K avînd o valoare mică, în circuitele de comandă se folosesc amplificatoare de semnale.

Pentru a aplica pe electrodul de comandă impulsuri pozitive la amorsare şi negative la stingere este necesar să se folosească două generatoare de impulsuri de polarităţi diferite. Este posibilă totuşi şi comanda cu impulsuri de aceeaşi polaritate [2], [5], [9], [10], ambele pozitive sau ambele negative.

3. Circuite cu parametrul informaţional I_a

În figura 6 este reprezentată o variantă de circuit de interdicţie a amorsării, care foloseşte ca parametru informaţional, curentul anodic (de sarcină) I_a. Schema de amorsare a tiristorului este compusă dintr-un amplificator cu două transistoare complementare T_1 şi T_2. În cazul folosirii semnalelor monoton-crescătoare, comutatorul K se află în poziţia 1 şi la intrarea amplificatorului este conectată dioda tunel DT. Cînd pentru comanda tiristorului se folosesc impulsuri, comutatorul K este transferat în poziţia 2.

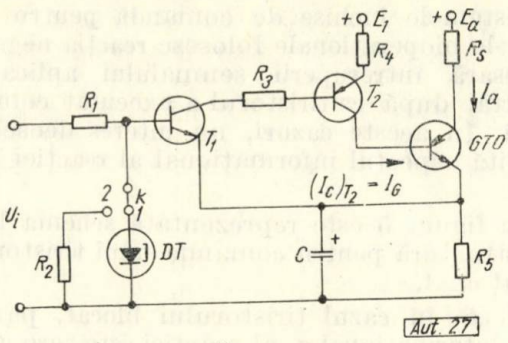


Fig. 6. Circuit de interdicţie a amorsării cu folosirea parametrului informaţional I_a:
GTO – tiristor bioperaţional; DT – dioda tunel; U – tensiune de intrare (monotonă sau discretă).

Cînd tiristorul este blocat, valoarea parametrului informaţional I_a este 0, iar în cazul conducţiei tiristorului curentul I_a are valoarea nominală. În acest ultim caz, condensatorul C se încarcă după cum este arătat în figura 6 şi furnizează semnalul de interdicţie care este aplicat pe emiterul transistorului T_1. Transistorul T_1 este astfel blocat şi semnalele de comandă nu mai trec pe partea tiristorului.

Întîrzierea reacţiei negative este creată de circuitul de integrare CR_5, a cărui constantă de timp este mai mare decît timpul de comutaţie a tiristorului.

Cînd tiristorul este blocat şi comutatorul K se află în poziţia 2, aplicarea unui impuls pozitiv pe baza transistorului T_1 duce la deschiderea transistoarelor T_1 şi T_2. Curentul de colector $(I_c)T_2$ al transistorului T_2 este în acelaşi timp şi curentul de comandă I_G al tiristorului care este amorsat. După o întîrziere determinată de constanta de timp a grupului CR_5, transistorul T_1 se blochează şi impulsurile de la intrare nu mai ajung pe electrodul de comandă al tiristorului. Semnalele de comandă dispar, tiristorul rămînînd în conducţie. Din funcţionarea circuitului din figura 6 rezultă că semnalele de comandă sînt oprite doar în momentul cînd tiristorul se află în stare de conducţie.

Condiţia de la care se porneşte la alegerea elementelor circuitelor din figura 6, în cazul cînd comutatorul K se află în poziţia 1, este următoarea [6]:

$$U_3 < (E_a - U_a)\frac{R_5}{R_s + R_5}, \qquad (4)$$

unde:

E_a este tensiunea de alimentare a tiristorului;
U_a — căderea de tensiune anod-catod pe tiristor;
R_s — rezistenţa de sarcină;
U_3 — tensiunea diodei tunel pe a doua ramură crescătoare (fig. 10) a caracteristicii sale [11].

În cazul cînd sarcina R_s este situată în catodul tiristorului (fig. 7), relaţia (4) se simplifică:

$$U_3 < E_a. \qquad (5)$$

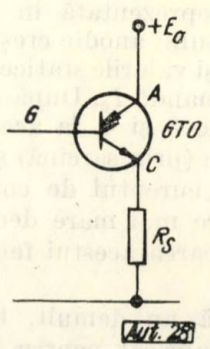


Fig. 7. Amplasarea sarcinii în catodul tiristorului.

În circuitul de interdicţie a amorsării din figura 8, reacţia acţionează asupra circuitului de alimentare al transistorului T. Cînd tiris-

torul conduce, pe condensatorul C se stabileşte o tensiune pozitivă (fig. 8), a cărei valoare este determinată de dioda Zener DZ. Această tensiune este în acelaşi timp şi tensiunea pe elec-

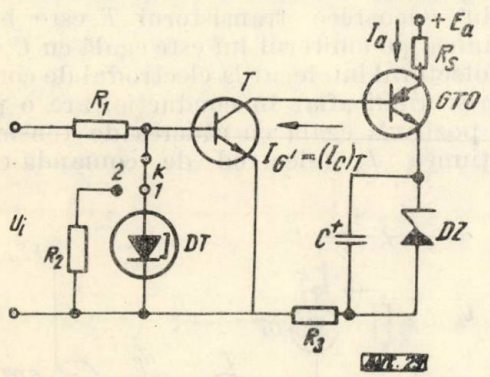


Fig. 8. Circuit de interdicţie a stingerii cu folosirea parametrului informaţional I_a.

trodul de comandă al tiristorului, deci şi pe colectorul transistorului T. La aplicarea unui impuls pozitiv pe baza transistorului T acesta se deschide şi stinge tiristorul. Condensatorul C se descarcă şi următorul impuls, aplicat pe baza lui T, este blocat de acesta.

4. Circuite cu parametrul informaţional U_a

Folosirea tensiunii U_a ca parametru informaţional al reacţiei este ilustrată în figurile 9 şi 11.

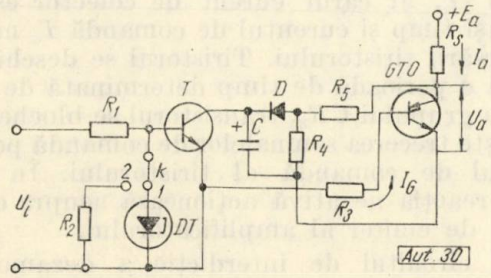


Fig. 9. Circuit de interdicţie a amorsării cu folosirea parametrului informaţional U_a.

Circuitul din figura 9 este un circuit de interdicţie a amorsării, care utilizează un etaj de amplificare a semnalelor de comandă. Tensiunea de alimentare a etajului este funcţie de U_a, determinată de sarcina acumulată pe condensatorul C. Bucla de reacţie acţionează în acest caz asupra circuitului de alimentare al amplificatorului. Cînd tiristorul este blocat, $U_a = E_a$ şi circuitul de interdicţie permite pătrunderea semnalelor pe electrodul de comandă al tiristorului. Cînd $U_a \approx 0$, adică tiristorul este în conducţie, circuitul de interdicţie blochează semnalele de comandă şi acestea nu mai ajung pe electrodul de comandă. Cînd tiristorul este blocat, condensatorul C se încarcă de la sursa E_a prin R_s, R_5 şi dioda D_1, polaritatea finală fiind cea indicată în figura 9. Această tensiune la care se încarcă condensatorul se aplică pe colectorul transistorului T. Semnalul de comandă aplicat pe baza lui T îl deschide pe acesta, iar condensatorul C se descarcă prin porţiunea emitor-colector a transistorului T, rezistenţa de balast R_3 şi circuitul de intrare al tiristorului. Valoarea curentului de descărcare depinde de $\Delta U_1 = U_3 - U_1$ (fig. 10) pe dioda tunel [6] şi se menţine constantă atît timp cît transistorul nu a intrat în saturaţie (în cazul folosirii semnalelor monotone).

Pentru a asigura amorsarea tiristorului la o valoare dată, strict determinată a lui E_a, este necesar ca tensiunea pe condensator U_c să îndeplinească următoarea condiţie:

$$U_c \geqslant U_{ec-c} + U_{e-c} + I_G \cdot R_3 + \frac{I_G \cdot t_{ON}}{C}, \quad (6)$$

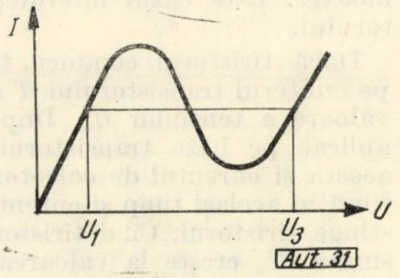


Fig. 10. Forma caracteristicii $I=f(U)$ a diodei tunel.

unde:

- R_3 este rezistenţa de balast din circuitul de intrare al tiristorului;
- U_{ec-c} — tensiunea pe joncţiunea J_3 (electrod de comandă-catod);
- U_{R-c} — tensiunea pe transistor după comutare, egală cu căderea de tensiune pe acesta după intrarea în saturaţie;
- t_{ON} — timpul de amorsare a tiristorului.

În ceea ce priveşte tensiunea U_{e-c} trebuie să se ţină seamă de faptul că tiristorul se comută în momentul intrării transistorului în saturaţie.

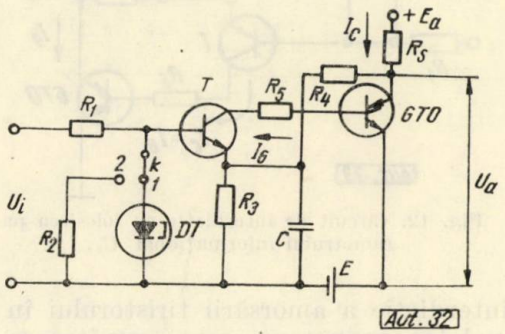


Fig. 11. Circuit de interdicţie a stingerii cu folosirea parametrului informaţional U_a.

În figura 11 este prezentat un circuit de interdicţie a stingerii tiristorului. Schema conţine un etaj amplificator cu reaţie negativă.

Condiţia care determină alegerea parametrilor schemei în cazul folosirii semnalelor monotone este următoarea [6]:

$$\Delta U_1 < U_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \approx E_a \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \qquad (7)$$

unde $\Delta U_1 = U_3 - U_1$ este diferenţa de cădere de tensiune pe dioda tunel la trecerea pe a doua ramură crescătoare a caracteristicii $I = f(U)$ a acesteia (fig. 10).

În acest circuit, reacţia negativă acţionează asupra circuitului de emiter al amplificatorului. Cînd tiristorul este blocat, tensiunea $U_a = E_a$ şi în acest caz, prin divizorul de tensiune R_4, R_3, pe emiterul transistorului npn se aplică o tensiune pozitivă. Semnalele de comandă aplicate pe baza acestuia nu pot deschide transistorul şi tiristorul este menţinut în starea de blocare. Este cazul interdicţiei stingerii tiristorului.

Dacă tiristorul conduce, tensiunea $U_a \approx 0$ şi pe emiterul transistorului T acţionează această valoare a tensiunii U_a. Impulsul de comandă aplicat pe baza transistorului îl deschide pe acesta şi curentul de colector al transistorului, fiind în acelaşi timp şi curentul de comandă I_G, stinge tiristorul. Cînd tiristorul se stinge, tensiunea U_a creşte la valoarea tensiunii de alimentare E_a şi în acest caz semnalele de comandă aplicate pe baza transistorului npn sînt blocate de acesta.

5. Circuite cu parametrul informaţional

O variantă a circuitului de interdicţie a amorsării cu folosirea parametrului informaţional U_s este prezentată în figura 12. Condiţia

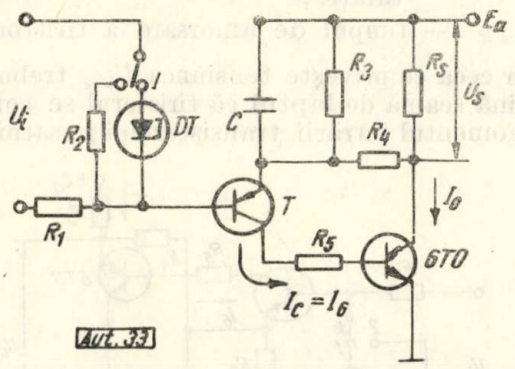


Fig. 12. Circuit de interdicţie cu folosirea parametrului informaţional U_s.

de interdicţie a amorsării tiristorului în cazul semnalelor monotone este următoarea [6]:

$$\Delta U_1 < U_s \frac{R_3}{R_3 + R_4} \approx E_a \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \qquad (8)$$

unde $\Delta U_1 = U_3 - U_1$ (fig. 10).

Cînd tiristorul conduce, căderea de tensiune pe el U_a (anod catod) fiind mică (aproximativ 1—1,5 V), tensiunea U_s pe sarcină este aproape egală cu E_a. Impulsurile de comandă U_i nu mai ajung pe electrodul de comandă al tiristorului, deoarece transistorul T este blocat: tensiunea pe emiterul lui este egală cu $U_a \approx 1$ V, iar colectorul lui, legat la electrodul de comandă al tiristorului aflat în conducţie, are o polarizare pozitivă, egală cu căderea de tensiune pe joncţiunea J_3 (electrod de comandă-catod).

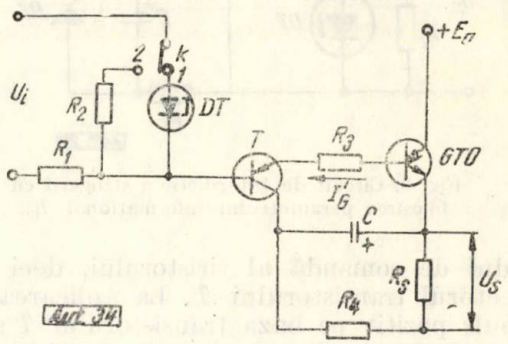


Fig. 13. Circuit de interdicţie a stingerii cu folosirea parametrului informaţional U_s.

Cînd tiristorul este blocat, $U_s = 0$, tensiunea $U_a = E_a$ este aplicată pe emiterul transistorului T. Semnalul de comandă ce se aplică la intrarea etajului amplificator, deschide transistorul T, al cărui curent de colector este în acelaşi timp şi curentul de comandă I_G necesar amorsării tiristorului. Tiristorul se deschide şi, după o perioadă de timp determinată de constanta grupului CR_3, transistorul se blochează şi opreşte trecerea semnalelor de comandă pe electrodul de comandă al tiristorului. În acest caz, reacţia negativă acţionează asupra circuitului de emiter al amplificatorului.

În circuitul de interdicţie a dezamorsării (stingerii) prezentat în figura 13 bucla de reacţie negativă acţionează asupra circuitului de alimentare a amplificatorului.

Cînd tiristorul conduce, condensatorul C este încărcat practic la tensiunea E_a, polaritatea tensiunii U_c pe acesta fiind arătată în figura 13. Semnalul de comandă deschide transistorul T; condensatorul C se descarcă prin porţiunea catod-electrod de comandă a tiristorului şi porţiunea emiter-colector a transistorului T şi stinge tiristorul. Rezistenţa R_4 micşorează curentul de descărcare prin sarcină şi anihilează acţiunea de şuntare a sarcinii de către condensator la amorsarea tiristorului. În acelaşi timp, R_4 măreşte timpul de pregătire a tiristorului pentru dezamorsare.

Valoarea condensatorului C se alege dintr-o relaţie analogă cu relaţia (6) dată mai sus pentru schema din figura 9.

Dacă tiristoarele folosite lucrează la tensiuni mari de alimentare, atunci pentru acordarea acestora cu transistoarele ce lucrează la tensiuni mai mici este necesar ca încărcarea condensatorului C să se efectueze printr-un divizor de tensiune.

6. Concluzii

Circuitele prezentate (fig. 6—13) au fost discutate pentru cazul folosirii impulsurilor de comandă. În cazul folosirii semnalelor monotone ca semnale de comandă, rezistenţele R_2 trebuie înlocuite cu diode tunel (comutatorul K în poziţia 1). Frecvenţa maximă a impulsurilor de comandă pentru aceste circuite este determinată de inerţia tiristoarelor (durata timpilor de comutaţie) şi a sistemelor de comandă, în particular de întîrzierea reacţiei negative. Coeficientul de amplificare al sistemului de comandă se determină prin raportul puterilor tiristorului şi a semnalului de comandă. Cînd se folosesc semnale monotone, valoarea semnalului de intrare la comutarea tiristorului nu depinde de tensiunea de alimentare şi este determinată doar de parametrii diodelor tunel [6].

În cazul impulsurilor de comandă, valoarea amplitudinii curentului I_G (respectiv I'_G) aplicat pe electrodul de comandă depinde nu numai de durata impulsurilor [7], [8] ci şi de valoarea tensiunii de alimentare [6]. Curbele din figurile 14 şi 15 sînt tipice pentru un tiristor bioperaţional cu un curent maxim de 2 A.

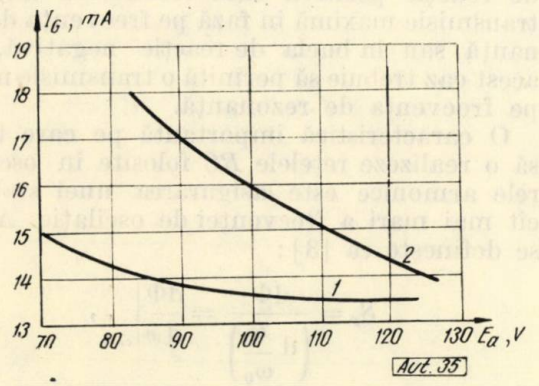


Fig. 14. Caracteristicile de impuls la amorsarea tiristorului bioperaţional:
$1 - t_i = 20\ \mu s$; $2 - t_i = 10\ \mu s$.

Principiile de alcătuire a sistemelor de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale, descrise în articol, sînt aplicabile pentru tiristoare de orice tensiuni şi curenţi. Clasificarea sistemelor de comandă a tiristoarelor după parametrii informaţionali poate fi folosită ca bază de alcătuire a diverselor sisteme de comandă.

Pe baza clasificării din articol se poate efectua sinteza circuitelor de amorsare şi dezamorsare cu parametri informaţionali de reacţie de naturi diferite. Folosirea acestor parametri informaţionali permite alcătuirea sistemelor închise de comandă, care îngăduie efectuarea controlului comenzilor şi folosirea la intrare a semnalelor atît monotone, cît şi discrete.

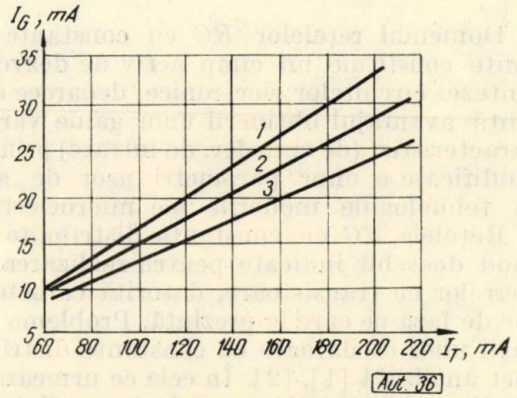


Fig. 15. Caracteristicile de impuls la stingerea tiristorului bioperaţional:
$1 - t_i = 10\ \mu s$; $2 - t_i = 20\ \mu s$; $3 - t_i = 100\ \mu s$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Storm, H. F. *Introduction to turn-off silicon controlled rectifiers.* În: IEE trans. on commun. and electronics, iul 1963, p. 375—383.

[2] Gentry, Gutzwiller, Holonyak, von Zastrow. *Semiconductor controlled rectifiers; principles and applications of p-n-p-n devices.* New-Jersey, Prentice-Hall, 1964.

[3] Gutzwiller (editor). *Silicon controlled rectifiers manual.* New-York, General electric, 1967, ed. IV.

[4] Maşlikin, V. G. *Tipovîie diskretnîie shemî na trighistorah i triakah.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 11, 1967, p. 159—164.

[5] Kaganov, I. L. şi Malahov, E. S. *Tipovîie elementî releinovo i kommutaţionnovo deistvia s dvuhopefaţionnîmii tiristoramii.* În: Elektricestvo, nr. 1, 1966, p. 28—32.

[6] Karinskii, Iu. I. ş.a. *Zamknutîie sistemî upravlenia odno- i dvuhoperaţionnîmi tiristoramii.* În: Elektromehanika, nr. 10, 1967, p. 1 119—124.

[7] Silard, A. *Analiza unor aspecte ale comutaţiei tiristoarelor GTO.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1968, p. 228—232.

[8] Silard, A. *Procese tranzitorii la amorsarea tiristoarelor pe electrodul de comandă.* În: Telecomunicaţii, nr. 5—6, 1968.

[9] Silard, A. *Formatoare de impulsuri cu tiristoare.* În: Telecomunicaţii, nr. 11, 1968.

[10] Silard, A. *Contactoare statice de curent continuu cu tiristoare bioperaţionale.* În: Electrotehnica, nr. 9, 1969.

[11] Fedotov, Ia. A. (redactor). *Poluprovodnikovîie pribori i ih primenenie,* 1968, vol. 19.

Ing. ANCA MANOLESCU şi ing. ANTON MANOLESCU

Asupra stabilităţii frecvenţei unor oscilatoare RC cu constante distribuite

Domeniul reţelelor *RC* cu constante distribuite constituie un cîmp activ de dezvoltare a sintezei circuitelor electronice, deoarece ele prezintă avantajul obţinerii unor game variate de caracteristici (de transfer, de intrare) prin simpla modificare a unor parametri uşor de stăpînit în tehnologiile moderne ale microelectronicii.

Reţelele *RC* cu constante distribuite sînt în mod deosebit indicate pentru realizarea oscilatoarelor cu transistoare, datorită caracteristicilor de fază pe care le prezintă. Problema proiectării unor oscilatoare cu constante distribuite a fost analizată [1], [2]. În cele ce urmează se va studia stabilitatea frecvenţei unor oscilatoare *RC* cu constante distribuite şi se va compara cu rezultatele obţinute pentru circuitele *RC* similare cu constante concentrate.

Teoria generală

Se poate considera că un oscilator *RC* este format dintr-un amplificator şi un circuit de reacţie selectiv, care să asigure intrarea în oscilaţie a amplificatorului pe o frecvenţă bine determinată şi controlabilă.

Potrivit criteriului lui Nyquist, condiţia de amorsare a oscilaţiilor este ca pentru întregul sistem caracteristica totală de transfer să treacă prin punctul critic (1, *jo*), adică la frecvenţa de rezonanţă :

$$A\beta = 1. \qquad (1)$$

În practică se folosesc două tipuri de oscilatoare *RC* : *a*) oscilatoare *RC* cu o buclă de reacţie (fig. 1, *a*) şi *b*) oscilatoare *RC* cu două bucle de reacţie (fig. 2, *a*)

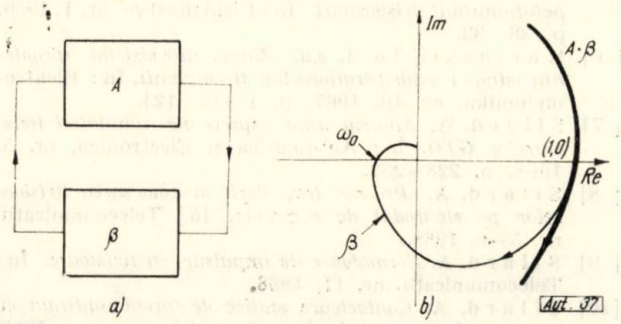


Fig 1. *a* — schema bloc a unui oscilator cu o buclă de reacţie ; *b* — diagrama factorului de transfer al circuitului de reacţie.

La oscilatoarele *RC* cu o buclă de reacţie trebuie ca reacţia introdusă să fie pozitivă, după cum se vede din figura 1, *b*. Oscilatoarele *RC* cu două bucle de reacţie conţin două căi de reacţie : una pozitivă şi una negativă. Una dintre căile de reacţie depinde de frecvenţă şi de aceea se realizează cu o reţea *RC* ; cealaltă cale de reacţie este independentă de frecvenţă dar depinde de amplitudinea tensiunii de oscilaţie, ceea ce asigură controlul tensiunii de ieşire.

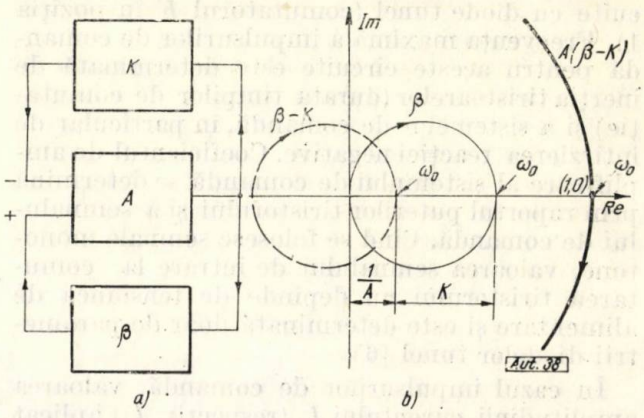


Fig. 2. *a* — schema bloc a unui oscilator cu două bucle de reacţie cu circuitul selectiv *RC* în calea pozitivă de reacţie ; *b* — diagrama factorului de transfer al circuitului de reacţie.

Elementul selectiv poate fi introdus în bucla de reacţie pozitivă cînd trebuie să asigure o transmisie maximă în fază pe frecvenţa de rezonanţă sau în bucla de reacţie negativă, şi în acest caz trebuie să permită o transmisie minimă pe frecvenţa de rezonanţă.

O caracteristică importantă pe care trebuie să o realizeze reţelele *RC* folosite în oscilatoarele armonice este asigurarea unei stabilităţi cît mai mari a frecvenţei de oscilaţie. Aceasta se defineşte ca [3] :

$$S_F = \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)} = \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}x}\bigg|_{x=1}, \qquad (2)$$

atît pentru oscilatoarele cu o buclă de reacţie cît şi pentru cele cu două bucle de reacţie şi reprezintă viteza de variaţie a fazei în jurul frecvenţei de oscilaţie.

La oscilatoarele cu o buclă de reacţie, deoarece caracteristica de transfer a reţelei şi caracteristica de transfer globală sînt figuri asemenea (fig. 1, *b*) centrate în acelaşi punct, rezultă :

$$S_{F_{osc}} = S_{F_{retea}}. \qquad (3)$$

Deci în ipoteza unui amplificator ideal, stabilitatea oscilatorului depinde exclusiv de reţea. Dacă :

$$\beta = \alpha + j\gamma \qquad (4)$$

este factorul de transfer al reţelei, atunci la rezonanţă trebuie ca :

$$\gamma|_{\omega_0} = \gamma_0 = 0\,;\ \alpha|_{\omega_0} = \alpha_0 = \frac{1}{A}, \tag{5}$$

ceea ce înseamnă că unei anumite reţele de defazare trebuie să i se asocieze un amplificator cu un cîştig determinat.

Unghiul de fază al reţelei este dat de relaţia :

$$\mathrm{tg}\Phi = \frac{\gamma}{\alpha_0} = A \cdot \gamma, \tag{6}$$

iar pentru stabilitatea frecvenţei de oscilaţie se obţine următoarea expresie [3] :

$$S_F = \left.\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = A \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = \frac{1}{\alpha_0} \cdot \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1}. \tag{7}$$

La oscilatoarele cu două bucle de reacţie, situaţia este deosebită. De exemplu, la oscilatoarele cu reacţie selectivă pozitivă, factorul total de reacţie este :

$$T = \beta - K = (\alpha - K) + j\gamma, \tag{8}$$

unde $\beta = \alpha + j\gamma$ este factorul de transfer al reţelei selective, iar K este factorul de transfer al căii de reacţie independente de frecvenţă.

La frecvenţa de oscilaţie, transmisia este reală adică :

$$\gamma|_{\omega=\omega_0} = 0\,;\ A = \frac{1}{\alpha_0 - K}, \tag{9}$$

ceea ce înseamnă că, pentru un amplificator dat, fiecărei reţele RC trebuie să i se asocieze un K bine determinat. În consecinţă, stabilitatea frecvenţei de oscilaţie este :

$$S_{F_{osc}} = \left.\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = A \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = \frac{1}{\alpha_0 - K} \cdot \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1}. \tag{10}$$

Se observă imediat că :

$$S_{F_{reţea}} \neq S_{F_{osc}}. \tag{11}$$

Deci spre deosebire de oscilatoarele cu o buclă de reacţie, în acest caz stabilitatea oscilatorului depinde atît de reacţia selectivă cît şi de cealaltă cale de reacţie. De aceea oscilatoarele cu două bucle de reacţie nu mai pot fi comparate numai după Q-ul echivalent al reţelelor de defazare.

Desigur că concluziile trase anterior pot fi aplicate şi în cazul folosirii unei reţele RC distribuite.

Oscilatoare cu reţele RC distribuite cu o singură buclă de reacţie

Caracteristicile de transfer ale reţelelor RC cu constante distribuite pot fi folosite pentru realizarea oscilatoarelor RC cu o buclă de reacţie [1], [2]. Schema principială de realizare a oscilatoarelor RC cu reţele distribuite este dată în figura 3.

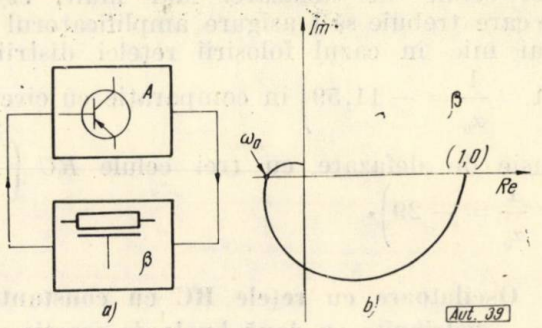


Fig. 3. a — schema bloc a unui oscilator RC cu reţea distribuită ; b — diagrama factorului de transfer al circuitului de reacţie.

Factorul de transfer β al unei reţele distribuite, uniforme şi dreptunghiulare este dat de relaţia :

$$\beta = \alpha + j\gamma = \frac{1}{\cosh\theta}, \tag{12}$$

unde :

$$\theta = \sqrt{j\omega RC}\,;$$

R, C — respectiv rezistenţa la joasă frecvenţă şi capacitatea reţelei distribuite.

Dacă se notează :

$$u_0 = \sqrt{\frac{\omega_0 RC}{2}}, \tag{13}$$

se poate scrie :

$$\theta = u_0\sqrt{x}(1+j), \text{ unde } x = \frac{\omega}{\omega_0}, \tag{14}$$

şi deci β ia următoarea formă :

$$\beta = \frac{1}{\cosh\left[u_0\sqrt{x}\,(1+j)\right]}. \tag{15}$$

Folosind ecuaţia (7), se obţine pentru acest caz :

$$S_F = A \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = -1{,}57. \tag{16}$$

Este interesant de comparat acest rezultat cu cel care s-ar fi obţinut dacă s-ar fi utilizat o reţea clasică de filtru trece-jos cu trei celule. Pentru o asemenea reţea :

$$\beta = \frac{1}{(1-30x^2) + j\,6\sqrt{6}x(1-x^2)}, \text{ unde } x = \frac{\omega}{\omega_0}, \tag{17}$$

şi :

$$S_F = A \left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = -1. \tag{18}$$

Se observă că stabilitatea frecvenţei oscilatorului RC cu constante distribuite este de 1,57 ori mai mare decît cea a unui oscilator clasic cu trei celule de defazare. Mai mult, cîştigul pe care trebuie să-l asigure amplificatorul este mai mic în cazul folosirii reţelei distribuite $\left(A = \frac{1}{\alpha_0} = -11{,}59\right)$ în comparaţie cu circuitul clasic de defazare cu trei celule RC $\left(A = \frac{1}{\alpha_0} = -29\right)$.

Oscilatoare cu reţele RC cu constante distribuite cu două bucle de reacţie

După cum s-a văzut, stabilitatea oscilatoarelor cu o buclă de reacţie este determinată numai de reţeaua selectivă (7), pe cînd stabilitatea oscilatoarelor cu două bucle de reacţie depinde şi de factorul de reacţie K (10). În acest caz, stabilitatea oscilatorului se poate mări luînd pentru K astfel de valori încît amplificarea A, necesară amorsării oscilaţiei, să fie cît mai mare.

Rezultă deci că stabilitatea oscilatoarelor cu două bucle de reacţie poate fi mai mare decît cea a oscilatoarelor cu o singură buclă.

În circuitele clasice cele mai folosite, reţelele selective sînt : a) puntea Wien care are un maxim de transmisie, b) dublu T şi T podit, care prezintă un minim de transmisie şi de aceea, spre deosebire de puntea Wien, sînt folosite în bucla de reacţie negativă.

Analog acestor circuite se pot imagina circuite cu constante distribuite sau hibride avînd caracteristici de transfer asemănătoare acestora.

Unul dintre cele mai simple moduri de realizare a unui circuit de rejecţie convenabil pentru obţinerea unui oscilator cu două bucle de reacţie

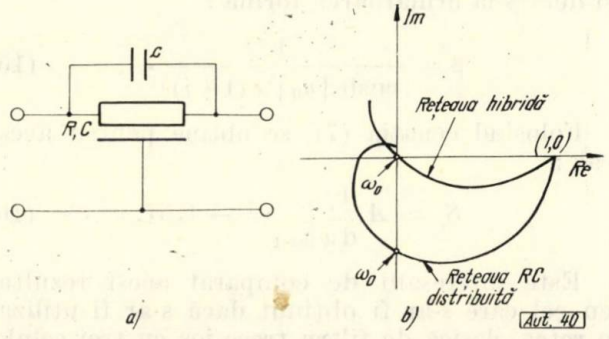


Fig. 4. a — reţeaua hibridă cu transmisie nulă la ω_0; b — diagrama factorului de transfer al circuitului de reacţie.

îl constituie reţeaua hibridă cu capacitate derivaţie (fig. 4).

Aceasta este o reţea distribuită, de formă dreptunghiulară şi uniformă, şuntată între intrare şi ieşire de o capacitate astfel aleasă încît la ω_0 să se obţină anularea factorului de transmisie.

Această caracteristică este asemănătoare cu cea a unui circuit dublu T clasic.

Pentru calculul stabilităţii frecvenţei de oscilaţie a unui oscilator obţinut cu o astfel de reţea se utilizează următoarea expresie a factorului de transfer :

$$\beta = \alpha + j\gamma = \frac{\theta \operatorname{cosech} \theta + j\omega cR}{\theta \operatorname{cotanh} \theta + j\omega cR}, \quad (19)$$

unde $\theta = \sqrt{j\omega RC}$, R şi C fiind parametrii reţelei, iar c capacitatea conectată între intrare şi ieşire.

La frecvenţa de oscilaţie ω_0 transmisia reţelei se anulează, deci :

$$\alpha|_{\omega_0} = 0\,; \quad \gamma|_{\omega_0} = 0. \quad (20)$$

Din ecuaţiile (19) se pot determina frecvenţa de oscilaţie şi valoarea capacităţii c. Se obţine :

$$u_0 = \sqrt{\frac{\omega_0 RC}{2}} \simeq \frac{3\pi}{4}\,; \quad m = \frac{c}{C} =$$

$$= \frac{1}{2\cosh u_0 \sinh u_0} \simeq 0{,}0564. \quad (21)$$

Dacă se foloseşte pentru θ expresia

$$\theta = u_0\sqrt{x}\,(1 + j),$$

se obţine :

$$\beta = \frac{1 + mu_0\sqrt{x}\,(1+j)\sinh[u_0\sqrt{x}\,(1+j)]}{\cosh[u_0\sqrt{x}\,(1+j)] + mu_0\sqrt{x}\,(1+j)\sinh[u_0\sqrt{x}\,(1+j)]}, \quad (22)$$

iar stabilitatea frecvenţei de oscilaţie este :

$$S_F = A\left.\frac{\mathrm{d}\gamma}{\mathrm{d}x}\right|_{x=1} = 0{,}32\ A. \quad (23)$$

În cazul reţelei dublu T clasice, un calcul asemănător [3] dă :

$$S_F = 0{,}5\ A. \quad (24)$$

Se poate conchide că reţeaua hibridă prezentată, deşi nu egalează performanţele unui circuit dublu T clasic, duce la o stabilitate bună a frecvenţei de oscilaţie.

Circuitul cu maximă transmisie utilizat cel mai frecvent în oscilatoarele clasice este puntea Wien. O comportare analogă are reţeaua distribuită prezentată în figura 5.

Forma analitică a factorului de transfer β este următoarea :

$$\beta = \alpha + j\gamma = \frac{\cosh\theta - 1}{2\cosh^2\theta - 1}, \quad (25)$$

unde $\theta = \sqrt{j\omega RC}$, R şi C fiind parametrii reţelei.

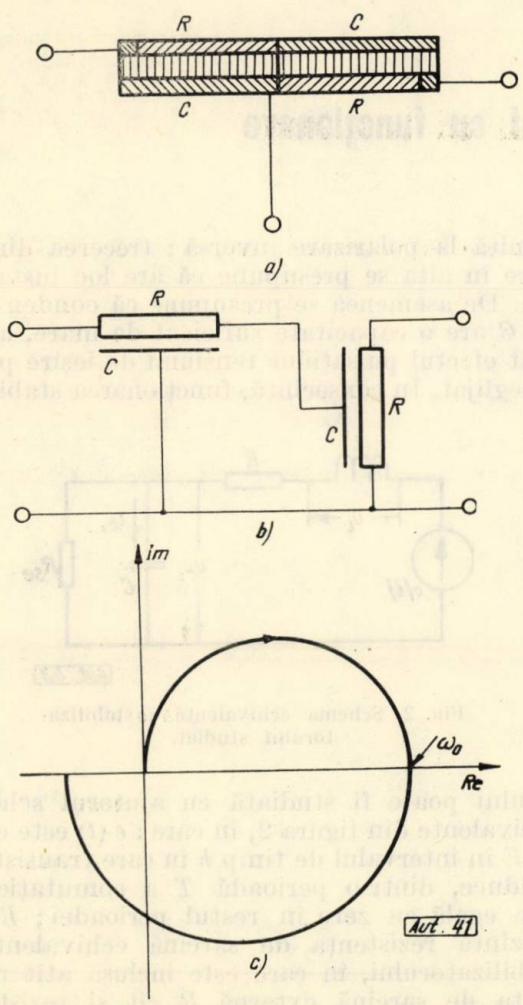


Fig. 5. *a* — reţeaua *RC* distribuită avînd transmisie maximă la ω_0; *b* — circuitul echivalent; *c* — diagrama factorului de transfer al circuitului de reacţie.

La frecvenţa de oscilaţie ω_0, factorul de transfer este real, deci :

$$\gamma|_{\omega_0} = \gamma_0 = 0. \tag{26}$$

Din ecuaţiile (26) se obţine :

$$\alpha|_{\omega_0} = \alpha_0 = 0{,}3 :$$

$$u_0 = \sqrt{\frac{\omega_0 RC}{2}} = 0{,}864, \tag{27}$$

din care se poate determina frecvenţa de oscilaţie.

Folosind pentru θ expresia $\theta = u_0\sqrt{x}(1 + j)$ şi urmînd aceeaşi cale ca mai înainte, se obţine :

$$S_F = A\left.\frac{d\gamma}{dx}\right|_{x=1} = 0{,}067 \text{ A}. \tag{28}$$

De amintit că stabilitatea unui oscilator cu punte Wien este :

$$S_F = 0{,}22 \text{ A}, \tag{29}$$

adică de aproximativ trei ori mai mare decît cea a unui oscilator cu constante distribuite realizat cu reţeaua propusă în figura 5, dar mai mică decît cea obţinută cu reţeaua hibridă din figura 4.

Concluzii

Cele cîteva exemple de utilizare a reţelelor distribuite în montaje de oscilatoare arată că şi în cazurile cele mai simple reţelele distribuite depăşesc sau se apropie destul de mult de performanţele obţinute cu ajutorul reţelelor clasice. Este de presupus că, în cazul unor structuri mai complicate sau al unor reţele cu forme geometrice deosebite, se vor putea obţine performanţe mult mai bune.

Totuşi şi aceste exemple simple dovedesc că reţelele distribuite sînt indicate pentru a fi folosite în microelectronică, atît pentru avantajele tehnologice pe care le prezintă cît şi pentru performanţele bune pe care le au comparativ cu reţelele clasice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Manolescu, A. *Single transistor oscillators with distributed R—C networks.* In : Electronics letters, nr. 4, 1966, p. 151.

[2] Manolescu, A. *Analysis of R—C distributed networks used in transistor oscillators.* Symposium on network theory, Bucureşti, oct 1967.

[3] Mehta, V. B. *Comparison of R—C networks for frequency stability in oscillators.* În : Proc. IEE, nr. 2, 1965.

Conf. dr. EM. TĂTARU

Parametrii de stabilizare ai stabilizatorului cu funcţionare în regim de comutare

Dintre stabilizatoarele cu funcţionare în regim de comutare, schema arătată în figura 1 se bucură de un deosebit interes întrucît ea se distinge prin următoarele calităţi: randament foarte ridicat, o bună stabilitate la variaţia temperaturii, gamă largă de reglare a tensiunii de ieşire şi gabarit relativ redus [1], [2]. În această schemă, variaţia tensiunii de ieşire este evidenţiată de puntea formată din rezistenţele R_1, R_2, R_3 şi dioda Zener DZ. Semnalul astfel obţinut este amplificat de amplificatorul A şi apoi aplicat modulatorului de durată M, care comandă funcţionarea în regim de comutare a transistorului Tr. Prezenţa bobinei de şoc L_s conduce la micşorarea puterii disipate în transistorul Tr, îmbunătăţind randamentul. Dioda D permite închiderea curentului, care trece prin bobina de şoc L_s şi rezistenţa de sarcină R_s, atunci cînd transistorul Tr este blocat. În sfîrşit, condesatorul C are rolul de a micşora pulsaţiile tensiunii de ieşire. Stabilizarea tensiunii de ieşire se obţine ca rezultat al modulării corespunzătoare a duratei de timp în care transistorul Tr este saturat.

Scopul articolului de faţă este de a indica modul de calculare a parametrilor de stabilizare, adică a coeficientului de stabilizare şi a rezistenţei interne în cazul stabilizatorului din figura 1, calcul care pînă în prezent nu a fost făcut. Formulele stabilite mai jos vor permite evidenţierea influenţei diferitelor elemente ale schemei

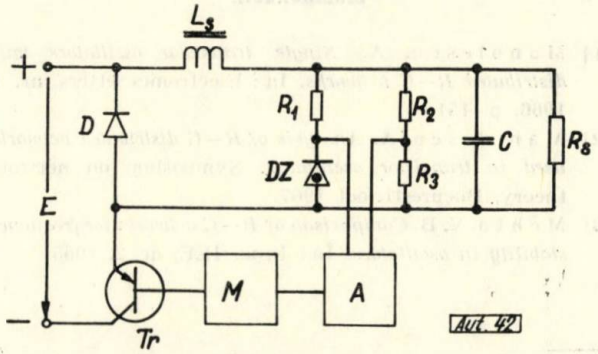


Fig. 1. Schema stabilizatorului cu funcţionare în regim de comutare.

asupra performanţelor stabilizatorului, ele fiind necesare în proiectare.

Vom calcula parametrii de stabilizare idealizînd funcţionarea transistorului Tr şi a diodei D, ele fiind echivalente cu o rezistenţă nulă la polarizare directă, respectiv cu o rezistenţă infinită la polarizare inversă; trecerea dintr-o stare în alta se presupune că are loc instantaneu. De asemenea se presupune că condensatorul C are o capacitate suficient de mare, astfel încît efectul pulsaţiilor tensiunii de ieşire poate fi neglijat. În consecinţă, funcţionarea stabilizatorului poate fi studiată cu ajutorul schemei echivalente din figura 2, în care: $e(t)$ este egală cu E în intervalul de timp h în care transistorul conduce, dintr-o perioadă T a comutaţiei, şi este egală cu zero în restul perioadei; R_{se} reprezintă rezistenţa de sarcină echivalentă a stabilizatorului, în care este inclusă atît rezistenţa de sarcină externă R_s cît şi rezistenţa echivalentă a punţii; iar R şi L sînt rezistenţa de pierderi, respectiv inductanţa bobinei de şoc L_s. Cu notaţiile din figură se poate scrie:

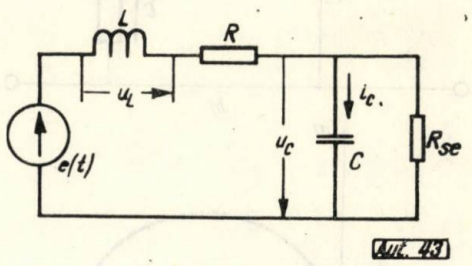


Fig. 2. Schema echivalentă a stabilizatorului studiat.

$$e(t) = u_L + u_c + R\left(i_c + \frac{u_c}{R_{se}}\right). \qquad (1)$$

Luînd media pe o perioadă, în regim permanent, a relaţiei (1) şi ţinînd seamă că:

$$\frac{1}{T}\int_0^T u_L\,dt = 0 \quad ; \quad \frac{1}{T}\int_0^T i_c\,dt = 0,$$

se obţine:

$$nE = U\left(1 + \frac{R}{R_{se}}\right),$$

unde s-a notat:

$n = \dfrac{h}{T}$ — coeficientul de umplere;

U — componenta continuă a tensiunii la ieşirea stabilizatorului.

Avînd în vedere că curentul de sarcină $I_s = U/R_{se}$, rezultă:

$$nE = U + RI_s. \qquad (2)$$

Relaţia (2) arată că, din punctul de vedere al curentului continuu debitat în rezistenţa de sarcină echivalentă R_{se}, stabilizatorul este echivalent cu un generator de tensiune electromotoare nE avînd rezistenţa internă R. Se poate afirma că (2) este relaţia fundamentală a stabilizatorului întrucît stabileşte legătura dintre mărimile principale E, U, I_s şi cu ajutorul ei se pot calcula parametrii de stabilizare. În acest scop, definim factorul de stabilizare F şi rezistenţa internă R_i (echivalentă la variaţii) a stabilizatorului prin relaţiile :

$$F = \left(\frac{\Delta E}{\Delta U}\right)_{\Delta I_s = 0}; \; R_i = -\left(\frac{\Delta U}{\Delta I_s}\right)_{\Delta E = 0}, \quad (3)$$

Δ fiind operatorul variaţiilor finite mici.
Dacă se ţine seamă că coeficientul de umplere n este funcţie de tensiunea de comandă V a modulatorului de durată, adică $n = n(V)$, iar :

$$V = A(mU - U_o),$$

unde A este amplificarea în tensiune a amplificatorului de eroare, $m = R_3/(R_2 + R_3)$ reprezintă raportul de divizare şi U_o tensiunea de referinţă dată de dioda Zener, se poate scrie :

$$\Delta U + R\Delta I_s = n\Delta E + E\Delta n;$$

$$\Delta n = \left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right) \cdot Am\, \Delta U;$$

$$\Delta U\left[1 - EAm\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right)\right] + R\Delta I_s = n\Delta E. \quad (4)$$

Din (3) şi (4) rezultă :

$$F = \frac{1}{n}\left[1 - EAm\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right)\right]$$

şi :

$$R_i = \frac{R}{1 - EAm\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right)}.$$

Întrucît în zona mijlocie a părţii liniare a caracteristicii $n = n(V)$ avem $n \simeq 0{,}5$ [2], pentru a realiza o bună stabilizare este necesar ca :

$$\left|EAm\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right)\right| \gg 1.$$

În acest caz se poate scrie cu o bună aproximaţie :

$$F = -\frac{EAm}{n}\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right); \; R_i = -\frac{R}{EAm\left(\frac{\Delta n}{\Delta V}\right)} \quad (5)$$

Relaţiile (5) ne permit să tragem următoarele concluzii :

1) Întrucît factorul de stabilizare şi rezistenţa interuă a stabilizatorului trebuie să fie mărimi pozitive, este necesar ca produsul A $(\Delta n/\Delta V)$ să fie negativ.

2) Factorul de stabilizare F va fi cu atît mai mare cu cît sînt mai mari coeficientul de amplificare A, raportul de divizare m, mărimea $(\Delta n/\Delta V)/n$ şi tensiunea de intrare E.

3) Rezistenţa internă R_i a stabilizatorului va fi cu atît mai mică cu cît este mai mică rezistenţa de pierderi R şi cu cît sînt mai mari amplificarea A, raportul de divizare m, panta $(\Delta n/\Delta V)$ şi tensiunea de intrare E.

4) Întrucît un raport mare de divizare înseamnă o tensiune mică de ieşire, rezultă că F creşte iar R_i se micşorează atunci cînd descreşte tensiunea stabilizată U. În particular, pe porţiunea liniară de lucru a caracteristicii $n = n(V)$:

$$\frac{\Delta n}{\Delta V} = \text{const.} = -S, \quad S > 0$$

(vezi [2]); din (2) şi (5) se obţine :

$$F = \frac{E^2AmS}{U + RI_s}; \quad R_i = -\frac{R}{EAmS}. \quad (6)$$

Relaţiile (6) dau dependenţa parametrilor de stabilizare de elementele schemei, evidenţiind că la creşterea pantei S are loc micşorarea rezistenţei interne R_i şi creşterea factorului de stabilizare F.

Menţionăm că prin idealizarea funcţionării transistorului Tr şi a diodei D se comite o anumită eroare care are o pondere mai mare în special la determinarea rezistenţei echivalente R din circuitul prezentat în figura 2. Pentru ca formulele stabilite mai sus să reflecte şi mai bine rezultatele experimentale este necesar ca la rezistenţa de pierderi a bobinei de şoc să se adauge rezistenţa echivalentă introdusă de tranzistor şi diodă.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Selected semiconductor circuits handbook* (ed. S. Schwartz). New York, Wiley, 1960.

[2] Alexandrin, V. I. *Impulsnie stabilizatorî napriajenia na tranzistorah.* Poluprovodnikovîe priborî i ih primenenie (red. J. A. Fedotov), nr. 7, 1961, p. 229–242.

RECENZII

Francis F. Martin. **Modelarea şi simularea pe calculator.** New York, Wiley, 1968, 331 pag.

Modelarea şi simularea pe calculatoarele electronice au cunoscut în ultimii zece ani o largă dezvoltare, care a mers în paralel cu însăşi dezvoltarea elaborării şi a construcţiei acestor calculatoare. Modelarea şi simularea pe calculatoarele electronice sînt în prezent metode deosebit de eficiente cu multiple aplicaţii în mai toate domeniile de cercetare şi analiză, făcînd apel la cunoştinţe din domenii diferite, deosebit de importante, cum ar fi cele de analiză a sistemelor, de statistică matematică, de analiză a modelelor şi de programare pe calculatoare.

Scopul lucrării, excelent realizat, este acela de a constitui o introducere unitară, pe cît posibil, în acest domeniu atît de vast, ca şi acela de a servi ca bază pentru dezvoltări viitoare.

Lucrarea conţine 10 capitole, grupate în patru părţi, precum şi o serie de anexe.

Prima parte, conţinînd un singur capitol, are un caracter introductiv, de prezentare generală a problemei, iar partea a doua, de asemenea conţinînd un singur capitol, prezintă diferitele domenii de utilizare a modelării şi simulării pe calculatoare, ca şi modul general în care această metodă este folosită.

În partea a treia, care cuprinde patru capitole, se tratează metodele, tehnicile şi mijloacele aplicabile modelării şi simulării pe calculatoare, tratarea făcîndu-se cu evidenţierea aspectelor principale ale acestor subiecte.

Astfel, în capitolul 3 se expun caracteristicile stocastice ale modelării, în special metoda Monte-Carlo, în capitolul 4 se prezintă problemele de analiză şi prelucrare a datelor, în capitolul 5 se prezintă unele concepte fundamentale de statistică matematică, iar în capitolul 6 se tratează mijloacele şi tehnicile propriu-zise folosite în tehnica modelării (organigramele, problemele de programare a calculatoarelor, limbajele de simulare şi metodele folosite pentru verificarea modelelor).

Ultima parte, conţinînd de asemenea patru capitole, este dedicată problemei construcţiei modelelor.

În capitolul 7 se face o introducere în acest domeniu, iar în ultimele trei capitole (8—10) se discută respectiv cele trei faze care trebuie urmate în construcţia unui model :

— faza întîi (efort 20%), constînd în stabilirea modelului conceptual (definirea problemei, cerinţe privind culegerea informaţiilor necesare, stabilirea ipotezelor simplificatoare de lucru şi a mărimilor) ;

— faza a doua (efort 40%), constînd în implantarea modelului adică realizarea sa propriu-zisă (întocmirea organigramelor, deducerea explicită a ecuaţiilor matematice ale modelului, întocmirea programului pentru calculator şi verificarea sa) ;

— faza a treia (efort 40%), constînd în „exploatarea" modelului stabilit pe calculator, în analiza rezultatelor astfel obţinute şi în stabilirea concluziilor legate de rezolvarea problemei care a fost modelată.

Anexele lucrării conţin un glosar, tabele şi grafice utile, precum şi o foarte preţioasă şi bogată bibliografie, pe domenii, permiţînd dezvoltarea conceptelor de bază prezentate în carte.

Avînd în vedere interesul foarte mare faţă de problemele tratate în prezenta lucrare, ca şi faptul că în această carte s-a reuşit să se reunească noţiunile de bază legate de un domeniu atît de vast şi înglobînd mai multe discipline, lucrarea lui Francis F. Martin este de o deosebită valoare în contextul literaturii tehnice de specialitate.

Gh. R. Ianculescu

La Mar K. Timothy, Blair E. Bona. **Introducere în analiza în spaţiul stărilor.** New York, Mc Graw-Hill, 1968, 406 pag.

Metoda spaţiului stărilor a găsit o vastă aplicare în teoria şi tehnica sistemelor automate, o dată cu creşterea gradului de complexitate al sistemelor respective, care impuneau trecerea la un limbaj matematic adecvat.

Deşi această aplicare este relativ recentă, pînă în prezent au apărut destul de multe lucrări tratînd acest subiect, fie din punctul de vedere al aplicaţiilor directe (aspectele tehnice), fie din cel al teoriei generale (aspectele riguros matematice), mai puţin accesibile unui inginer.

Meritul cărţii lui Timothy şi Bona este în primul rînd acela de a servi ca o punte de legătură între cele două aspecte susmenţionate, expunînd aspectele matematice moderne implicate de subiectul tratat sub o formă semiriguroasă, permiţînd în acest fel inginerului automatist o mai uşoară familiarizare cu aceste noţiuni. Tratarea este făcută într-un mod general, cartea ca atare servind în fapt ca o primă introducere în teoria modernă a sistemelor.

Lucrarea conţine nouă capitole, fiecare din acestea avînd incluse numeroase exemple aplicative, precum şi probleme legate de materialul general tratat.

După primul capitol, cu caracter introductiv, în capitolele 2 şi 3 se prezintă fundamentele matematice ale metodei de analiză în spaţiul stărilor (spaţii vectoriale finite, matrice şi operatori liniari), iar în capitolul 4 se introduce noţiunea de spaţiu al stărilor şi se transpun ecuaţiile diferenţiale ale sistemelor într-un asemenea spaţiu.

În capitolul următor se studiază metodele generale de rezolvare, în spaţiul stărilor, a ecuaţiilor diferenţiale liniare ale sistemelor.

Capitolele 6 şi 7 tratează, destul de complet, aspectele generale ale stabilităţii sistemelor, atît ca prezentare de ansamblu a problemei, cît şi ca metodă de a proba stabilitatea unui sistem dat, în acest sens dezvoltîndu-se pe lîngă metoda lui Liapunov şi alte metode recent elaborate.

În capitolul 8 se face o introducere în studiul în spaţiul stărilor al sistemelor discrete, iar ultimul capitol conţine o prezentare generală a problemelor fundamentale de controlabilitate şi observabilitate a sistemelor.

În ansamblu, atît prin materialul conţinut, cît şi prin modul clar şi concis al tratării, lucrarea reprezintă o remarcabilă prezentare a conceptelor de bază ale teoriei sistemelor, putînd servi ca o bună introducere în acest domeniu atît de complex, dar deosebit de atrăgător.

Gh. R. Ianculescu

J. H. Hill şi G. R. Peterson. **Introducere în teoria comutaţiei şi proiectarea logică.** New York, Wiley 1969, 449 pag.

În domeniul calculatoarelor digitale există un subdomeniu privind sistemul şi proiectarea circuitelor, care este adesea identificat cu teoria comutaţiei. Dar teoria comutaţiei, ca şi proiectarea logică, nu se aplică numai la concepţia şi proiectarea calculatorului digital ci şi în alte domenii ale inginerie ca : comunicaţii, automatică şi telemecanică, tehnica măsurării digitale, hibride şi altele. De aici rezultă interesul mare pentru teoria comutaţiei şi proiectarea logică.

Deşi în titlul lucrării apare cuvîntul introducere, lucrarea este mai degrabă adresată inginerilor specialişti, avansaţi deoarece se trece peste formalismul matematic care este prezent în cărţile pentru începători, toate sau aproape toate relaţiile matematice redate fiind utile pentru proiectare.

Se mai remarcă de asemenea amploarea dată de autor capitolelor dedicate circuitelor secvenţiale, care prezintă cea mai mare importanţă în proiectare şi în practică.

După opinia noastră, la ora actuală, teoria comutaţiei şi proiectarea logică trebuie să se bazeze în special pe aspectul de „secvenţialitate" a fenomenelor de comutaţie, deoarece acesta este caracteristic majorităţii sistemelor de comutaţie (în ultimii ani a fost introdusă în literatura americană de specialitate denumirea de „maşini secvenţiale" pentru o clasă largă de sisteme, care includ bineînţeles şi pe cele de calcul digital).

După un capitol (cap. 1) de introducere, următoarele trei capitole, intitulate „Sisteme de numere" „Funcţii de adevăr" şi „Algebra booleană", tratează o serie de chestiuni, care se regăsesc de regulă la începutul oricărei lucrări de teorie

comutaţiei şi proiectare logică şi care ţin de fundamentele matematice.

În continuare, capitolul 5, „Dispozitive de comutaţie", prezintă comutaţia de relee, porţile cu diode, logica transistor-diodă, logica transistor-rezistor, logica transistoarelor cuplate direct, logica circuitelor NU-ŞI şi NU-SAU, viteza de comutaţie şi întîrzierea în circuitele logice şi circuitul basculant bistabil.

Minimizarea funcţiilor booleene (cap. 6), ca şi minimizarea tabulară a circuitelor cu mai multe ieşiri (cap. 7) constituie probleme de interes practic. Aici sînt tratate : forma standard a funcţiilor booleene, simplificarea funcţiilor booleene datorită lui Karnaugh, reprezentarea cubică a funcţiilor booleene şi minimizarea circuitelor cu mai multe ieşiri.

Cu probleme de coduri şi unele realizări speciale se ocupă capitolul 8, care conţine printre altele : sumatorul binar, codificarea numerelor, paritate, detectarea erorilor şi coduri corectoare de erori.

Următoarele capitole, 9—13, sînt dedicate problemelor privind circuitele secvenţiale. După un capitol dedicat unor generalităţi privind circuitele secvenţiale (cap. 9), în care se vorbeşte şi despre registrele de deplasare şi contori, capitolul 10 tratează circuitele secvenţiale sincrone, sinteza şi simplificarea acestora. În capitolul 11, „Circuite secvenţiale incomplet specificate", se vorbeşte despre compatibilitatea stărilor succesive ale automatului secvenţial.

Despre circuite în impulsuri şi diferite tipuri de astfel de circuite se vorbeşte în capitolul 12, care prezintă circuitele lui Mealy şi circuitele lui Moore.

Tipurile de circuite secvenţiale fundamentale, analiza şi sinteza acestora, ca şi hazardul în circuitele secvenţiale,sînt tratate în capitolul 13. Capitolul 14 se ocupă de funcţiile combinaţionale cu proprietăţi speciale (de simetrie) şi cu forme de ordin înalt.

Capitolul 15 studiază aplicaţiile aşa-numitei logici de prag (threshold logic) şi anume : circuite cu logică transistor-rezistor generalizată, dispozitive cu logică de prag şi realizarea funcţiilor simetrice. Lucrarea se încheie cu capitolul 16, „Coduri şi circuite secvenţiale liniare", care se ocupă cu coduri ciclice şi generarea codurilor ciclice, ca şi cu circuitele liniare secvenţiale.

În final se redă, în apendice, circuitele cu relee, caracteristici şi un index. Bibliografia este dată la finele capitolelor respective.

Un merit al lucrării este acela că arată clar implicaţiile timpului în circuitele de comutaţie digitale. Se subliniază de asemenea că se poate vorbi de o creştere a „puterii logice" a circuitelor prin creşterea capacităţii de memorare a dispozitivelor, ceea ce este foarte important. Mai menţionăm ca meritorie încercarea de unificare a concepţiei despre circuitele sincrone şi asincrone. În ansamblu, lucrarea prezentată este valoroasă, utilă pentru inginerul automatist, electronist, electrotehnician sau energetician care se ocupă cu studiul şi proiectarea sistemelor de comutaţie statică, ca şi pentru cadrele didactice şi studenţii din facultăţile de specialitate.

Fl. Stănciulescu

J. Eimbinder (editor). **Proiectarea cu circuite liniare integrate.** New York, Wiley, 1969, 301 pag.

În ultimii ani circuitele integrate au intrat rapid în sfera aplicaţiilor industriale, suferind în acelaşi timp o evoluţie sub aspectul performanţelor şi al preţului de cost. Din cauza acestei rapide dezvoltări, utilizatorul circuitelor integrate, adică inginerul proiectant, este adesea pus în dificultate în munca de informare şi alegere a celor mai potrivite circuite.

Lucrarea de faţă, destinată mai ales inginerului electronist şi automatist, utilizator de circuite integrate, este opera colectivă a mai multor specialişti americani în domeniu, editorul ei Jerry Eimbinder fiind la a doua lucrare de acest gen (precedenta lucrare privind circuitele liniare integrate, din unghiul cercetătorului şi al tehnologului, am prezentat-o anterior). Autorii capitolelor s-au străduit să redea, în principal, ultimele dezvoltări şi aplicaţii ale circuitelor liniare integrate.

Nevoia unei astfel de lucrări, care să sintetizeze opiniile unor specialişti în proiectarea cu circuite integrate, a fost mai de mult resimţită, atît în S.U.A., cît şi în alte ţări (în care utilizarea acestor circuite se află în fază incipientă). Ţara noastră se află în categoria acelor ţări care îşi propun să dezvolte şi să utilizeze aceste circuite integrate în viitorii ani şi de aceea este util ca viitorii specialişti să cunoască lucrarea.

Parcurgînd lucrarea, se poate face următoarea prezentare a capitolelor şi ideilor principale :

Într-un prim capitol introductiv se examinează trecutul, prezentul şi viitorul circuitelor liniare integrate (CLI).

Capitolul 2, intitulat „Amplificatoarele operaţionale monolitice — component liniar universal", prezintă amplificatorul operaţional cu circuite integrate şi cîteva utilizări ale acestuia în oscilatoare, circuite de memorare, circuite de calcul şi altele.

De aplicaţiile industriale ale CLI se ocupă capitolul 3. Dintre aceste aplicaţii pot fi citate sursele de alimentare, comparatoarele diferenţiale, regulatoarele automate etc.

Capitolul 4 cuprinde „Amplificatoare operaţionale cu transistoare cu efect de cîmp", ale căror aplicaţii tipice sînt : convertorul digital-analog, comparatorul cu impedanţă mare de intrare, convertorul analog-digital, oscilatorii, circuitul de adunare-scădere şi circuitul amplificator-demodulator.

Capitolul 5 şi capitolul 6 tratează despre amplificatoarele diferenţiale duale cu factor de amplificare mare şi, respectiv, despre cele cu impedanţă mare de intrare. Capitolul 7, „Repetor integrat cu curent de intrare mic", descrie performanţele şi aplicaţiile acestui tip de circuit ca : convertoarele analog-digitale, comutatorul analogic cu ieşire cu memorie tampon („buffer") etc. Amplificatoarele operaţionale de medie putere, cu CLI, sînt tratate în capitolul 8. Ca aplicaţii sînt descrise : multivibratorul astabil, multivibratorul monostabil şi multivibratorul bistabil.

Unele aplicaţii privind regulatoarele de tensiune monolitice (pentru surse de tensiune), amplificatoare audio şi altele, sînt expuse în capitolul 9.

Amplificatoarele de bandă largă cu CLI constituie obiectul capitolului 10.

Un capitol interesant este capitolul 11, care tratează sistemele integrate analogice, din punctul de vedere al proiectării, tehnologiei şi fabricaţiei.

Despre memoriile cu miezuri de ferite integrate tratează capitolul 12, în timp ce capitolul 13, „Bloc regulator de tensiune monolitic", descrie construcţia şi utilizarea regulatoarelor de tensiune cu CLI. În capitolul 14 se tratează despre diode integrate de tensiune joasă, de tip Zener, şi aplicaţiile lor în proiectare. În capitolul 15 sînt studiate circuitele integrate funcţionale : amplificatoare de înaltă frecvenţă, amplificatoare tunel, modulatoare de amplitudine, amplificatoare video, oscilatoare, multiplicatoare analogice şi altele.

Capitolul 16, intitulat „Regulatoare comutatoare", analizează funcţionarea şi aplicarea regulatorului cu comutaţie la reglajul tensiunii şi curentului. Aplicaţiile CLI în amplificatoarele audio de putere sînt tratate în capitolul 17, iar amplificatoarele operaţionale compensate în capitolul 18. Lucrarea mai conţine şi un index. Bibliografia este dată la finele fiecărui capitol.

Deşi uriaşa dezvoltare a tehnicii circuitelor integrate este cunoscută cititorilor din alte lucrări, totuşi trebuie să subliniem că această tehnică, cunoscută de asemenea sub denumirea de microelectronică, este tehnica viitorului şi ca atare ea trebuie cunoscută de toţi cei ce lucrează în domeniul electronicii, automaticii şi calculatoarelor, cercetători şi proiectanţi ca şi constructori de aparate, tehnologi, cadre didactice şi studenţi de la facultăţile de specialitate. Cartea prezentată este o sinteză excelentă pentru cei ce vor să cunoască stadiul actual şi tendinţele în proiectarea de dispozitive şi aparatură folosind circuite integrate.

Fl. Stănciulescu

Sisteme adaptive. Indreptar. Redactor P. I. Ciaev. Kiev, 1969, 528 p.

Lucrarea reprezintă prima încercare în literatură de a crea un îndreptar privind analiza şi sinteza sistemelor adaptive şi cuprinde 13 capitole la care se anexează separat bibliografia în domeniul respectiv.

În capitolul 1, cu caracter introductiv, sînt prezentate particularităţile de bază ale sistemelor adaptive şi se descrie

modul de clasificare a acestora după destinaţie, după sursa de obţinere a informaţiei curente, după criteriile utilizate şi după metodele constructive adoptate. Dintre aceste tipuri de sisteme sînt prezentate detaliat două exemple : un sistem extremal cu acţiune continuă şi unul cu generator de comandă.

Capitolul 2 este destinat studiului sistemelor extremale cu semnale de probă. După ce se prezintă mai multe tipuri de sisteme extremale cu semnale de probă, se analizează domeniul lor de utilizare. De asemenea sînt prezentate mai multe metode pentru studiul proceselor tranzitorii în sistemele extremale în vederea stabilirii parametrilor oscilaţiilor întreţinute. Deosebit de importantă este tabela din anexa acestui capitol, care cuprinde 92 de exemple de utilizare a sistemelor extremale, specificîndu-se mărimea reglată, criteriul, principiul utilizat şi revista în care este descris.

Studiul sistemelor extremale fără semnale de probă este prezentat în capitolul 3. În acest capitol sînt studiate două tipuri de sisteme extremale : diferenţiale şi cu corelatoare. Sînt prezentate metode de analiză a performanţelor tranzitorii şi staţionare şi unele exemple de utilizare. După aceste studii teoretice sînt descrise detaliat atît schemele unor exemple de realizări constructive, cît şi elementele utilizate.

Capitolul 4 este consacrat studiului sistemelor adaptive în care sînt utilizate metode integrale de identificare a proprietăţilor dinamice. Astfel, sînt analizate mai multe metode integrale. Pentru una dintre ele se prezintă un exemplu de sistem adaptiv.

În capitolul 5 sînt descrise sistemele adaptive cu metode indirecte de apreciere a proprietăţilor dinamice. Astfel sînt prezentate sisteme adaptive cu aprecierea coeficientului de amortizare, prin calculul numărului de treceri peste anumite nivele ale răspunsului şi prin calculul suprafeţelor. In acest capitol se pune accentul mai mult pe sisteme adaptive cu corelatoare, fiind analizate unele probleme privind alegerea parametrilor corelatoarelor, a numărului de canale, şi se prezintă o metodă de apreciere a preciziei de determinare a funcţiei de corelaţie.

În capitolul 6 sînt descrise sistemele adaptive combinate : sisteme în care se folosesc două contururi pentru identificare. Aceste sisteme în care se folosesc regulatoare extremale pentru realizarea criteriului de adaptare reprezintă sisteme cu aprecierea atît a proprietăţilor dinamice cît şi statice.

Capitolul 7 cuprinde studiul sistemelor de urmărire adaptive, iar capitolul 8, al sistemelor cu structură variabilă. În ambele capitole sînt prezentate exemple concrete şi unele rezultate obţinute prin modelare.

Capitolul 9 tratează unele probleme privind teoria sistemelor adaptive invariante, ca de exemplu metode de realizare a invarianţei, iar capitolul 10 este destinat studiului sistemelor adaptive parametrice.

În capitolul 11 sînt studiate sistemele adaptive cu model etalon în circuitul principal şi în circuitul de adaptare.

O problemă deosebit de importantă în exploatarea instalaţiilor de automatizare este controlul privind apariţia unor defecţiuni şi înlăturarea acestora. Astfel, în capitolul 12, sînt analizate unele probleme privind utilizarea sistemelor adaptive în acest domeniu.

Ultimul capitol este consacrat studiului privind utilizarea sistemelor adaptive în sistemele complexe de recunoaştere.

Lucrarea este deosebit de actuală şi are meritul că reprezintă prima încercare de sistematizare a metodelor de analiză şi sinteză a sistemelor adaptive. Ea este deosebit de utilă inginerilor automatişti care se ocupă cu diferite probleme din domeniul sistemelor adaptive.

C. Nitu

Dispozitivele tehnicii de calcul analogice şi analog-numerice. Moscova, Izdatelstvo maşinostroienie, 1968, 416 p.

Procesul de dezvoltare a tehnicii de calcul contemporane se caracterizează prin perfecţionarea dispozitivelor de intrare şi ieşire a informaţiei şi a dispozitivelor de memorare ale maşinilor electronice de calcul, lărgirea posibilităţilor lor logice, creşterea vitezei de lucru, preciziei şi siguranţei în funcţionare. Din punct de vedere constructiv se acordă o atenţie sporită unificării blocurilor şi elementelor, trecerii la microminiaturizare.

Lucrările matematice legate de acest domeniu permit lărgirea domeniului de utilizare a maşinilor electronice de calcul, perfecţionarea lor şi standardizarea programelor.

Lărgirea posibilităţilor logice ale maşinilor de calcul analogice au dus la utilizarea, în schemele lor de comandă şi control, a elementelor de tehnica impulsurilor, caracteristice maşinilor de calcul numerice. Ca rezultat, aşa-numitele dispozitive de calcul analogice clasice s-au modificat, devenind ceea ce se denumeşte maşini de calcul combinate.

Completate cu instalaţii suplimentare, cum ar fi cele de prelucrare statistică, optimizare a rezultatelor, domeniul de utilizare a maşinilor combinate a crescut foarte mult.

Tendinţa de creştere a preciziei modelării matematice, menţinînd o viteză de lucru ridicată, a dus la crearea sistemelor hibride analog-numerice.

Lucrarea recenzată cuprinde o culegere de 52 articole şi comunicări consacrate acestei importante ramuri.

Prima parte se ocupă de dispozitive de calcul analogice. Se expun astfel principiile de realizare a unui complex de calcul analogic şi a dispozitivelor de control şi comandă ale acestuia ; este descris un model electronic pentru rezolvarea problemelor de frontieră şi diferite tipuri realizate de maşini de calcul analogice. În continuare este descrisă o aparatură de calcul analogică specializată în prelucrarea rezultatelor măsurărilor. Se analizează problema cuantificării informaţiei în instalaţiile de memorare ale maşinilor de calcul analogice. Printre altele se tratează : problema erorii sistematice a funcţiilor de corelaţie şi proiectarea unei maşini analogice de calcul pentru determinarea ei, utilizarea unor aparaturi de optimizare automată împreună cu maşini de calcul analogice, rezervarea unor părţi din aparatură.

În încheierea acestei părţi a lucrării sînt analizate aspecte ale realizării blocurilor unor astfel de maşini, cum sînt : amplificatoare operaţionale, blocuri neliniare şi specializate, convertoare funcţionale cu diode, indicatoare catodice multicanal.

A doua parte a lucrării este consacrată dispozitivelor tehnicii de calcul analog-numerice. Aici este cuprinsă experienţa elaborării, realizării şi exploatării unor complexe de calcul analog-numerice bazate pe maşini de calcul numerice de volum mic, mediu şi mare. Este descris astfel un sistem complex de modelare şi calcul, sînt analizate stadiul şi perspectivele de dezvoltare şi elaborare a maşinilor integratoare numerice, se discută metodele structurale de creştere a vitezei şi preciziei convertoarelor tensiune-cod, se analizează sistemele de urmărire prin impulsuri cu numărătoare reversibile, comutatoarele transistorizate de mare viteză, convertoarele numeric-analogice de curent şi o serie de alte convertoare analog-numerice.

Ultima parte a lucrării conţine articole referitoare la utilizarea dispozitivelor tehnicii de calcul analogice în diferite domenii, cum ar fi în modelarea unor procese chimice, cercetarea proceselor tranzitorii în sistemele energetice, proiectarea analitică a regulatoarelor, rezolvarea unor ecuaţii diferenţiale şi integrale, rezolvarea unor probleme de planificare.

Prin vastul material informativ conţinut, lucrarea oferă o amplă imagine de ansamblu asupra stadiului şi perspectivelor domeniului de calcul analogic şi analog-numeric,fiind astfel utilă proiectanţilor şi utilizatorilor dispozitivelor şi aparaturilor specifice acestei ramuri.

D. Negreanu

Shooman. M. L. **Fiabilitatea probabilistică** (Probabilistic reliability : an engineering approach). New York, McGraw-Hill, 1968, 524 pag.

Una dintre trăsăturile caracteristice ale aparaturii şi instalaţiilor electronice în ultimul timp a fost o creştere substanţială a complexităţii ei şi, treptat, fiabilitatea (siguranţa în funcţionare) a devenit un factor major al aprecierii şi selecţiei acestora. Constituind din ce în ce mai mult un criteriu obiectiv şi absolut indispensabil în proiectare, fiabili-

tatea a îmbrăcat în timp forma unei teorii riguros fundamentate. Teoria fiabilităţii şi problemele siguranţei în funcţionare a sistemelor electronice constituie un fond de probleme care este de mult studiat în multe ţări industriale avansate. Disciplină ştiinţifică pe cale de închegare şi în ţara noastră teoria fiabilităţii a primit recent în patrimoniul ei cîteva lucrări remarcabile printre care se numără şi cartea lui Shooman.

„Fiabilitatea probabilistică" este o contribuţie interesantă la cunoaşterea metodelor de bază ce se folosesc în prezent pentru estimarea şi stabilirea gradului de fiabilitate al instalaţiilor aparaturii electronice. Scopul mărturisit de autor este de a prezenta inginerilor proiectanţi tehnica de evaluare şi îmbunătăţire a fiabilităţii sistemelor electronice complexe.

Precedat de o scurtă introducere, al doilea capitol al cărţii oferă fundalul matematic pentru expunerea materialului cărţii. Sînt prezentate în mod deosebit elemente ale teoriei probabilităţii, ale proceselor Markov şi ale teoriei estimative.

Capitolele următoare ale lucrării lui Shooman aprofundează unele probleme legate de ieşirea din funcţiune a componentelor sistemelor electronice complexe, punînd un accent deosebit pe trasarea căilor de ameliorare a fiabilităţii sistemelor electronice complexe, prin dirijarea fiabilităţii elementelor componente. Este înfăţişat tabloul fizic al ieşirilor din funcţiune ale elementelor componente şi sînt abordate metode de măsură şi de încercări pentru stabilirea gradului de fiabilitate al elementelor componente. La sfîrşitul fiecărui capitol sînt propuse spre rezolvare o multitudine de probleme interesante, a căror menire este de a aprofunda materialul studiat şi de a oferi cititorului cîteva exemple clasice ce se întîlnesc destul de frecvent în practică. Cele peste 150 de titluri bibliografice pot fi de un real folos tuturor celor ce se interesează îndeaproape de teoria fiabilităţii şi aplicarea ei în practică.

Deşi teoria fiabilităţii este prezentată la un nivel ireproşabil lucrarea conţine foarte puţine date şi exemple numerice concrete. De exemplu, singura informaţie pe care o furnizează lucrarea cu privire la ieşirea din funcţiune a transistoarelor constă într-o diagramă care reduce acest proces la influenţa puterii disipate.

Cartea lui Shooman „Fiabilitatea probabilistică" este fără îndoială o lucrare utilă în domeniul teoriei fiabilităţii. Alături de alte lucrări remarcabile apărute în ultimul timp, cum ar fi de exemplu lucrarea lui Drujinin G.V. „Siguranţa în funcţionare a sistemelor„ şi cea a lui Gnedenko B.V. „Metode matematice în teoria siguranţei" ambele apărute în Editura tehnică la sfîrşitul anului 1968, cartea lui Shooman poate fi considerată ca o lucrare indispensabilă pentru specialiştii ocupaţi direct în prognozarea şi ameliorarea fiabilităţii sistemelor. Totuşi, inginerii proiectanţi vor avea nevoie de mult mai multe date concrete pentru a obţine rezultate cantitative cu ajutorul teoriei prezentate. Fiind cea mai recentă dintre lucrările menţionate (originalul cărţii lui Drujinin a apărut în 1967, iar cea a lui Gnedenko în 1965), cartea lui Shooman ar fi deosebit de interesantă pentru cititorul din ţara noastră, spre a-l pune la curent cu stadiul acestei probleme deosebit de interesante pe plan mondial.

A. Silard

S e e l y S. **Circuite electronice** (Electronic circuits). Londra, Holt, Rinehart & Winston, 1968, 752 pag.

Recenta carte a profesorului Samuel Seely „Circuite electronice" este o urmare firească a lucrării „Circuite electronice cu tuburi" prima ediţie a căreia, cea din anul 1950, este cunoscută şi specialiştilor din ţara noastră. Spre deosebire de lucrarea citată, în cartea de faţă autorul a inclus toate elementele componente ale circuitelor electronice moderne, începînd cu diodele şi transistoarele şi terminînd cu circuitele integrate. Din acest punct de vedere, vasta lucrare a prof. Seely se aseamănă cu alte lucrări fundamentale din domeniul circuitelor electronice, cum ar fi de exemplu lucrarea mai cunoscută a lui Millman şi Taub "Pulse, digital and switching circuits" (McGraw-Hill, New York, 1965).

Expunerea materialului din lucrare se efectuează în mare măsură conform împărţirii efectuate de autor în ediţiile cărţii „Circuite electronice cu tuburi ". Incluzînd atît tuburile electronice, cît şi dispozitivele cu efect de cîmp şi transistoarele în cele 15 capitole ale lucrării, autorul a fost pus mai ales în situaţia de a decide ce *nu* trebuie introdus în vastul material al lucrării. Acest fapt este oarecum firesc din moment ce progresul rapid al electronicii duce adesea la perimarea unui material ştiinţific încă în timpul apariţiei acestuia, cum a fost recent cazul cărţii lui Hellings S.J. „Amplificatoare de audiofrecvenţă cu transistoare" (Transistor audio amplifiers, Philips Technical Library, Londra, 1968, 337 pag.).

Pe tot parcursul lucrării sale comprehensive, autorul evocă în permanenţă analogia dintre circuitele cu tuburi şi cele cu transistoare, în special de tipul nou. Aproape fiecare din cele 15 capitole ale lucrării conţine un număr de aproximativ 30 de probleme, care nu au însă soluţii numerice.

Lucrarea este scrisă cu folosirea judicioasă a aparatului matematic. Ceea ce profesorul Seely omite totuşi să trateze în vasta sa lucrare este problema tehnicii proiectării circuitelor electronice care se folosesc împreună cu circuitele integrate. În acest capitol al cărţii, autorul se limitează la o discutare a tehnicii actuale a circuitelor integrate, care însă nu diferă prea mult de tratările similare efectuate în lucrări care au apărut cu 2—3 ani în urmă. Abordarea subiectului menţionat ar fi permis punerea la curent a cititorului cu una dintre ultimele direcţii de dezvoltare a electronicii semiconductoare la ora actuală.

Lectura şi folosirea cărţii profesorului Samuel Seely, o autoritate în domeniul circuitelor electronice demult recunoscută pe plan mondial, oferă o imagine reală a vastului domeniu abordat de autor, care nici pe departe nu poate fi epuizat în cele peste 750 pagini ale lucrării. Cartea „Circuite electronice" nu este în nici un caz o lucrare exhaustivă ce poate da răspunsuri la toate problemele pe care le pune cotidian practica proiectării circuitelor electronice, dar ea poate fi de un real folos tuturor inginerilor electronişti, în special celor ocupaţi nemijlocit de proiectarea circuitelor şi instalaţiilor electronice. Alături de alte lucrări fundamentale, cum ar fi cartea citată a lui Millman şi Taub, „Circuite electronice" a lui Samuel Seely poate duce la o creştere substanţială a nivelului de pregătire al inginerilor electronişti.

În încheiere trebuie totuşi remarcat că o serie de probleme ce privesc strict circuitele electronice cu tuburi sînt mai bine tratate în cea de a doua ediţie a cărţii lui Seely „Circuite electronice cu tuburi" (Electron-tube circuits, 1958, New York, McGraw-Hill).

A. Silard

G. V. D r u j i n i n **Siguranţa în funcţionare a sistemelor**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968, 427 pag. Traducere din l. rusă după Nadiojnosti sistem avtomatiki, ediţia II, 1967, completată şi revizuită.

Faţă de prima ediţie a cărţii, apărută în original în anul 1964, actuala lucrare cuprinde cinci capitole noi, iar o serie de alte capitole au fost revizuite şi considerabil îmbunătăţite. Vastul material al cărţii este împărţit în şase părţi, înglobînd în total un număr de 17 capitole. O prezentare oricît de sumară a conţinutului fiecărui capitol în parte, precum şi discutarea pe capitole a lucrării sînt practic imposibile în cadrul ce a fost rezervat acestei recenzii. În consecinţă, analiza lucrării se efectuează în funcţie de temele majore abordate în cele şase părţi ale ei.

După o scurtă introducere, în care precizează noţiunea de „defecţiune" folosită în continuare aproape permanent pe parcursul lucrării, autorul introduce noţiunile fundamentale ale teoriei statistice privind siguranţa în funcţionare. Sînt prezentate informaţii cu privire la producerea defecţiunilor a căror prelucrare poate fi efectuată astfel, încît să fie posibilă estimarea siguranţei în funcţionarea dispozitivelor şi trasarea căilor creşterii ei (părţile I şi II, cap. 1—6). În partea a III-a (cap. 7—9) se analizează siguranţa în funcţionare a elementelor şi sistemelor pe baza datelor referitoare la „apropierea" de defecţiuni.

În partea a IV-a (cap. 10—12) intitulată „Metode de creştere a siguranţei în funcţionare a sistemelor" sînt, printre altele, abordate şi metode de verificare, depistare şi prognozare a capacităţii de funcţionare a sistemelor (cap. 12), remarcîndu-se subcapitolul consacrat metodelor de reducere a timpului de depistare a defecţiunilor.
În partea a V-a sînt prezentate problemele generale privind rezervarea sistemelor (cap. 13), precum şi particularităţile specifice rezervării active (cap. 14) şi pasive (cap. 15).

Asemenea părţii a III-a a cărţii, partea a VI-a nu a figurat în prima ediţie a lucrării lui Drujinin. Ea este consacrată studiului siguranţei executării lucrărilor de servire a sistemelor.

Lucrarea conţine şi cinci anexe, indispensabile în activitatea cotidiană de evaluare a siguranţei în funcţionare a diverselor sisteme. Bibliografia bogată a cărţii (cele mai recente titluri sînt datate totuşi din 1965) este completată de o listă a lucrărilor apărute pe această temă în limba română. De asemenea ediţia în limba română a cărţii este completată de un index conţinînd principalele noţiuni din domeniul siguranţei în limbile rusă, română, engleză şi franceză.

Considerată pe bună dreptate ca fiind cea mai complet la ora actuală, cartea lui Drujinin, prima lucrare consacrat teoriei siguranţei în funcţionare ce apare în limba român prezintă comprehensiv şi la un nivel ştiinţific ireproşabi tema propusă. Alături de alte lucrări din acest domeniu cum ar fi „Fiabilitatea probabilistică" de Shooman, „Bazel teoriei fiabilităţii" de Polovko sau „Metode matematice în teoria siguranţei" de Gdenenko, ultima apărută recent în Editura tehnică, lucrarea de faţă este fără îndoială unul din tre manualele de bază reclamate de etapa de proiectare în activitatea cotidiană a inginerilor.

Teoria fiabilităţii şi problemele siguranţei în funcţionare a sistemelor sînt demult studiate în multe ţări industriale avansate. O disciplină ştiinţifică pe cale de închegare şi în ţara noastră, teoria fiabilităţii şi mai ales aspectele ei aplicative, reclamă apariţia şi a altor lucrări, care să egaleze cel puţin nivelul ştiinţific şi caracterul util al cărţii lui Drujinin.

A. Silard

DOCUMENTARE

Zelenov, A. B. ş.a. **Dispozitiv de întîrziere a tensiunii cu tiristoare.** În : Elektromehanika, nr. 5, 1969, p. 533-537.

Se arată că în cazurile cînd, după conectarea sau deconectarea unei instalaţii sau a unui aparat, este necesar să se obţină cîteva semnale de ieşire independente din punct de vedere electric, întîrziate unul faţă de altul cu un timp care este multiplul duratei perioadei sau a semiperioadei, se poate folosi un dispozitiv de întîrziere a tensiunii cu tiristoare (DITT).

Dispozitivul este format dintr-un bloc ce înglobează unul sau două transformatoare de alimentare şi din celule ce asigură întîrzierea dorită, legate în serie. Întîrzierea semnalului pentru o jumătate de perioadă în fiecare din celule se efectuează cu ajutorul unui tiristor. Sînt descrise două variante ale unui asemenea dispozitiv (monofazic şi bifazic).

Partea experimentală cuprinde oscilogramele semnalelor de ieşire de pe un dispozitiv de întîrziere cu patru celule (monofazic şi bifazic), în cazul alimentării de la o tensiune, sinusoidală cu frecvenţa de 50 Hz. Dispozitivele de întîrziere executate după principiul descris, pot fi alimentate cu o tensiune alternativă simetrică, avînd frecvenţa cuprinsă între 10 şi 1 000 Hz. Această tensiune poate avea diverse forme : sinusoidală, dreptunghiulară, trapezoidală, triunghiulară etc.

A.S.

Dean, J. K. **Circuite logice electronice pentru aritmetica serie-paralel.** În: The radio and electronic engineer, v. 37, nr. 2, febr 1969, p. 95—98.

Introducerea microelectronicii a dus la elaborarea unor sisteme electronice mari cu o siguranţă în funcţionare ridicată. Aceasta a fost facilitată de apariţia posibilităţii de a introduce în spaţiul redus al unei maşini sau al unui aparat electronic un sub-sistem mult mai complex decît era posibil anterior. S-au elaborat sub-sisteme care sînt destul de complexe ca să justifice utilizarea integrării pe scară medie dar în acelaşi timp destul de generale spre a fi economică propunerea de utilizare largă. În articol sînt descrise cîteva astfel de sub-sisteme.

În această categorie intră de exemplu un multiplicator serie-paralel. Maşinile electronice de calcul au utilizat în trecut aritmetica serie : aceasta a început să fie înlăturată de aritmetica paralel acolo unde se cer viteze mari de lucru. Sistemul paralel utilizează mai multe circuite ; preţul suplimentar poate să nu fie justificat, chiar dacă se utilizează circuite integrate. Soluţia serie-paralel propusă este un compromis între cele două metode. Ea este mai rapidă decît un sistem complet serie, iar circuitele care compun sistemul, fiind generale, se pretează la integrare. Similar, pentru rezolvarea problemei divizării a fost elaborat un divizor serie-paralel. Divizorul poate fi utilizat şi pentru operaţia de extragere a rădăcinii pătrate.

Din analiza circuitelor rezultă că sistemul de circuite integrate de scară medie trebuie să conste în elemente conţinînd unul sau mai multe circuite bistabile şi circuite logice. O altă soluţie, de integrare pe scară largă, constă în realizarea ca un sistem cuprinzînd 20 de porţi şi un registru cu 50 de etaje.

D.N.

Anderson, J. C. **Transistoare cu pelicule subţiri.** În : Electronics & power. The journal of the IEE, 15, mart 1969, p. 90—93.

În ultimii ani, cunoştinţele dobîndite anterior în domeniul tehnologiei corpului solid au permis dezvoltarea rapidă a tehnicii de fabricare a transistorului cu efect de cîmp cu pelicule subţiri. Acest tip de transistor poate fi fabricat în prezent pornind de la materiale ieftine, cum ar fi sticla sau hîrtia, şi viitorul lui scrie autorul — rezidă în folosirea sa ca dispozitiv cu performanţe moderate şi cu un preţ accesibil.

În introducerea acestui articol, prof. Anderson trece în revistă etapele istorice ale apariţiei şi dezvoltării transistoarelor cu pelicule subţiri, începînd cu patentul lui Lilienfeld, anunţat cu patru decenii în urmă şi terminînd cu eforturile tehnologice din anii 1950 şi 1960.

În primul capitol al articolului său, autorul analizează structura transistorului cu pelicule subţiri, privită prin prisma realizării lui tehnologice. Apoi, în continuare sînt prezentate şi discutate caracteristicile unui astfel de transistor. Este analizată distribuţia cîmpului în transistorul cu efect de cîmp cu pelicule subţiri.

Un capitol aparte este consacrat purtătorilor minoritari de sarcină, subliniindu-se particularităţile comportamentului acestora într-un dispozitiv care se bazează pe acţiunea purtătorilor majoritari de sarcină, cum este cazul transistorului cu efect de cîmp. În capitolul următor este analizată regiunea de saturaţie de pe caracteristica transistorului cu efect de cîmp. Sînt indicate simplificările adoptate în cadrul acestei analize, care au permis deducerea unor relaţii analitice simple.

Unele particularităţi ale comportamentului acestor pelicule la nivelul atomilor, precum şi problemele ridicate de rezistenţa de contact, sînt discutate în capitolele următoare. De asemenea, este pe scurt discutată problema mobilităţii purtătorilor în transistoarele cu efect de cîmp cu pelicule subţiri. În acest context este abordată relaţia existentă între mobilitatea Hall şi cea legată de „efectul de cîmp", în diverse materiale semiconductoare, arătîndu-se că într-un material semiconductor omogen mobilitatea Hall este întotdeauna mai mare decît mobilitatea datorită „efectului de cîmp".

În capitolul următor sînt discutate compromisurile care trebuie adoptate într-un caz sau altul pentru a obţine parametrii doriţi ai transistorului cu efect de cîmp cu pelicule subţiri. Sînt menţionaţi parametrii şi caracteristicile transistoarelor cu efect de cîmp cu pelicule subţiri, care sînt de viitor atît datorită proprietăţilor menţionate, cît şi datorită costului lor relativ scăzut.

Ultimul capitol se ocupă de perspectivele transistoarelor cu pelicule subţiri, care se conturează ca dispozitive semiconductoare tranzitorii, deoarece o dată cu reducerea costului circuitelor integrate şi al dispozitivelor m.o.s., este îndoielnic ca aceste transistoare să aibă un succes deosebit pe piaţă.

A. S.

Howard, N. R. **Comutatoarele pnpn.** În: Electronic components, ian. 1969, p. 57—58.

Dezvoltarea şi perfecţionarea unor noi dispozitive semiconductoare de comutaţie cu structura pnpn pare să fie, după aprecierea autorului, un proces continuu şi self-perpetuu. În articol, el trece în revistă tipurile care se fabrică în prezent.

În prima parte a lucrării este discutat pe scurt mecanismul de funcţionare a dispozitivelor semiconductoare cu patru straturi alternative pnpn. Apoi autorul trece la examinarea diodelor de comutaţie pnpn (diodele Shockley), care au două terminale (doi electrozi): anod şi catod. Se arată că aceste diode, care se fabrică în special pentru tensiuni anodice de aproximativ 100 V, nu şi-au găsit o largă răspîndire, deoarece tensiunea anodică la care are loc comutarea variază în limite largi de la un exemplar la altul şi depinde de o serie de factori, printre care primează temperatura. Este tratat pe scurt efectul $\frac{dU}{dt}$, relevîndu-se consecinţele sale dăunătoare; se arată că în prezent se pot obţine exemplare care au valoarea critică a lui $\frac{dU}{dt}$ în jur de 1 000 V/ μs. În cazul triodelor-tiristor, care se amorsează pe cel de-al treilea terminal numit electrod de comandă, se precizează valorile curenţilor de comandă: aproximativ 100 μA pentru dispozitive cu un curent nominal de 1 A şi în jur de 100 mA pentru dispozitive cu un curent nominal de cîteva sute de amperi. Tensiunile de străpungere variază de la 20 la 3 000 V. Exemplarele pentru tensiuni mari au timpi mari de comutare (100 pînă la 200 μs); un timp mic de comutare (sub 10 μs) poate fi obţinut la dispozitivele speciale pentru tensiuni mai joase (500 pînă la 1 000 V).

Fototiristorul, care se comută sub influenţa luminii, se fabrică în prezent pentru puteri mici: curent maxim de 5 A, tensiune maximă de 200 V. Nivelul luminos necesar pentru comutare este de obicei de 1 pînă la 10 mW/cm², cu o sensibilitate deosebită la aproximativ 8 000 Å.

SCS (silicon controlled switch) se fabrică pentru curenţi sub 1 A. Dispozitivul are patru terminale: anod, catod, poartă de anod şi poartă de catod. Amorsarea poate avea loc prin aplicarea semnalelor de comandă atît pe poarta de anod, aderată la stratul semiconductor n_1, cît şi pe poarta de catod, aderată la stratul semiconductor p_2. Prezenţa celor două porţi măreşte substanţial posibilităţile logice de comandă a dispozitivului.

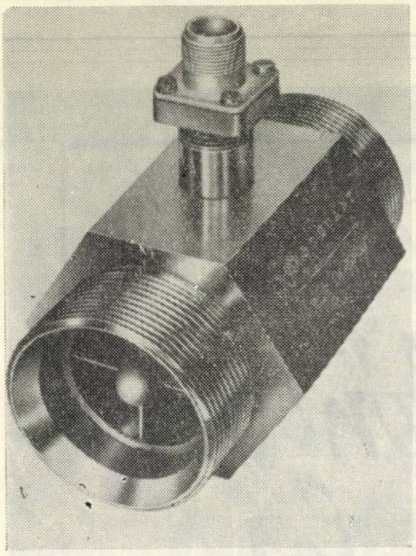
Tiristoarele GTO (gate turn-off) sau „cu stingere pe electrodul de comandă" se blochează prin aplicarea unui semnal negativ pe poartă. Coeficientul de amplificare la stingere al tiristorului este mic şi variază între 5 şi 25.

În încheierea articolului este arătat modul de funcţionare a diacului şi triacului (tiristorului bidirecţional). Se relevă posibilitatea fabricării unor dispozitive care să opereze la curenţi de 200 A şi tensiuni de 1 000 V.

A.S.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Vă rugăm să notați:



Dacă în proiectul dv. de instalații de măsură, comandă și reglare se impune măsurarea debitelor, aplicați:

capul de măsură * MERLAB® TURBOQUANT®

cu echipamentul electronic de măsură TR-018/U, *unicul* sistem de *măsură* și de *reglare a debitelor* pe piața mondială; bazat pe turbocontorul modern, el se adaptează perfect proiectului dv. după sistemul de reglare universal, atît din punct de vedere mecanic, cît și din punct de vedere al semnalelor de ieșire analogic și numeric.

Poate fi livrat de asemenea în construcție cu securitate intrinsecă, încercările oficiale fiind trecute cu succes.

Cereți documentația privitoare la sistemul MERLAB — *TurboQuanT*, un produs de vîrf, realizat în cadrul colaborării tehnice ungaro-britanice.

Fabricant: Laboratorul central pentru cercetări metrologice

Producție **„MERLAB"**

BUDAPESTA 5 ● B.P. 205 ● UNGARIA

* Licență: Electronic Flo—Meters ● Hounslow ● Anglia

Exportat de

METRIMPEX M BUDAPEST

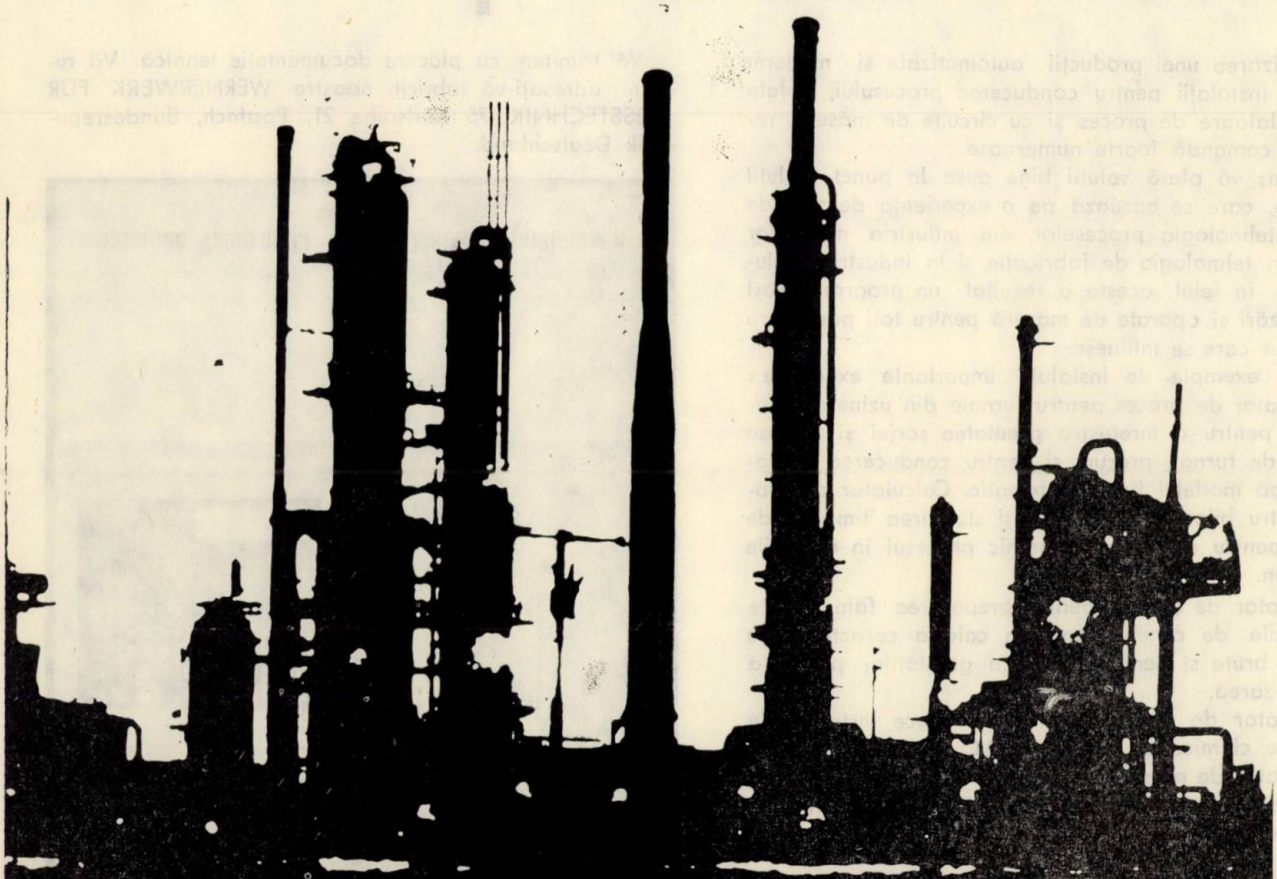
SOCIETATE UNGARĂ PENTRU COMERȚUL EXTERIOR DE APARATE

Scrisori: Budapesta 62 ● B.P. 202 ● Ungaria

Telegrame: INSTRUMENT BUDAPEST

Publicom

VIGANŌ



EXPLOSION PROOF

Metallurgica VIGANO' Div. ELE, electrical plants, materials and equipment explosion proof, vapor proof, water proof, according to : CEI Italia Electrotechnical Committee – VDE Verband Deutscher Elektrotechniker – NEC National Electrical Code – IEC International Electrotechnical Commission – NBUF National Board of Fire Underwriters – Laboratories Inc. – DIN Deutsche Normen – METALLURGICA VIGANO' Factories : 22044 INVERIGO (CO) Italia – Ph. 607.311 – 20124 Milan Commercial Dept. : Via F. Filzi, 2 – Ph. 651.733 – 651.746.

PROTEJATE CONTRA EXPLOZIEI

Metallurgica VIGANO' Div. ELE, instalații electrice, materiale și echipament protejat contra exploziei, contra aburului, contra apei, potrivit cu : CEI Comitetul electrotehnic italian – VDE Verband Deutscher Elektrotechniker – NEC National Electrical Code – IEC International Electrotechnical Commission – NBUF National Board of Fire Underwriters – Laboratories Inc. – DIN Deutsche Normen – Fabricile METALLURGICA VIGANO' : 22044 INVERIGO (CO) Italia – telefon 607.311 – 20124 Departamentul comercial Milano : Via F. Filzi, 2 – telefon 651.733 – 651.746.

Publicom

SIEMENS

Automatizarea proceselo

Realizarea unei producții automatizate și moderne necesită instalații pentru conducerea procesului, dotate cu calculatoare de proces și cu circuite de măsură, reglare și comandă foarte numeroase.

Siemens vă oferă soluții bine puse la punct. Soluții optimale, care se bazează pe o experiență de zeci de ani în tehnologia proceselor din industria materiilor prime, în tehnologia de fabricație și în industria prelucrătoare. În felul acesta a rezultat un program vast de realizări și aparate de măsură pentru toți parametrii de proces care se întîlnesc.

Cîteva exemple de instalații importante executate :

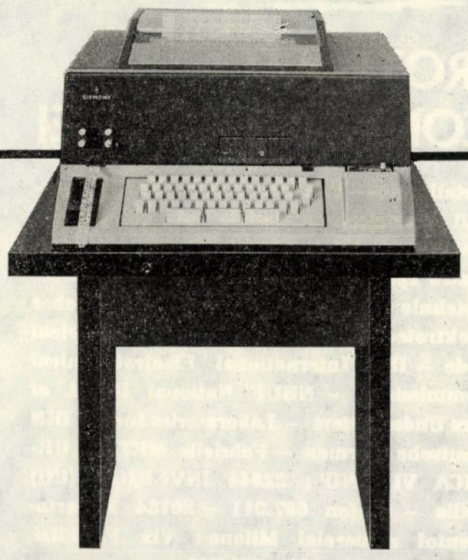
Calculator de proces pentru furnale din uzinele metalurgice, pentru a înregistra greutatea șarjei și analiza gazului de furnal, precum și pentru conducerea cuptorului după modelul fizico-matematic. Calculator de proces pentru bilanț de material și stabilirea timpului de suflare pentru a conduce dinamic procesul în oțelăriile cu oxigen.

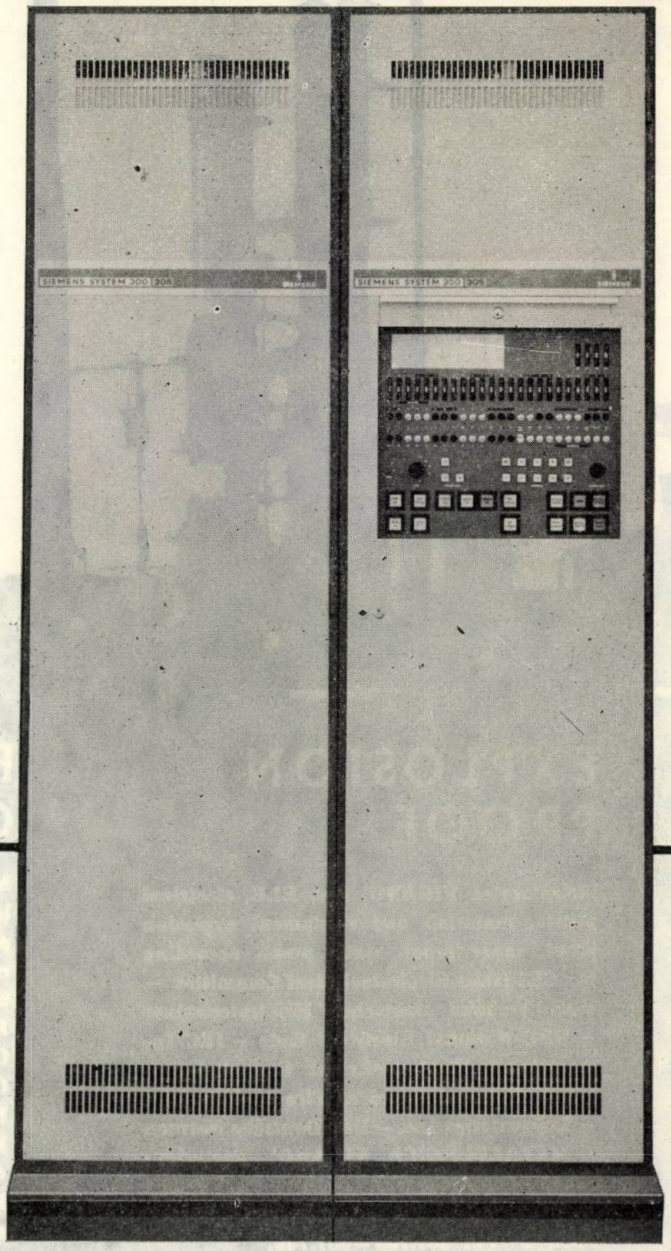
Calculator de proces pentru prepararea făinei brute în fabricile de ciment pentru a calcula caracteristicile materiei brute și pentru stabilirea greutăților pentru a regla dozarea.

Calculator de proces pentru a conduce instalații de producție chimice cu metoda D.D.C.

Calculator de proces pentru a cuprinde supravegherea termică și măsurări în timpul exploatării la blocurile din centralele termice.

Vă trimitem cu plăcere documentație tehnică. Vă rugăm adresați-vă fabricii noastre WERNERWERK FÜR MESSTECHNIK, 75 Karlsruhe 21, Postfach, Bundesrepublik Deutschland.





În toate problemele de automatizare

SIEMENS este partenerul dv.

SOMMAIRE

CD 519.2 :621 – 52

Ionescu, G. :

Méthodes statistiques pour l'identification des processus automatisés (I).

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 1 – 9

On présente des considérations théoriques générales sur l'identification des processus industriels par des méthodes statistiques.

CD 621 – 501.72

Ceangă, E. et *Bivol, I.* :

L'identification des processus en utilisant des modèles ajustables.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 9 – 16

Dans le cadre du problème de l'identification des processus par la méthode des approximations stochastiques, on présente un nouvel algorithme d'identification au moyen des modèles ajustables.

CD 621.311.1 :621.3.072.6 :621.3.072.8

Arie Ecaterina et *Manea, Fl.* :

L'identification des caractéristiques du système électroénergétique pour l'étude du réglage fréquence-puissance.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 17 – 22

On détermine la fonction de transfert du système énergétique, du point de vue du réglage automatique de la fréquence et de la puissance d'échange.

CD 621 – 52

Tertişco, M. et *Şarlea, I.* :

La détermination expérimentale des caractéristiques statiques.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 22 – 27

L'ouvrage comprend un aperçu critique sur les méthodes utilisées lors de la détermination expérimentale des caractéristiques statiques des processus automatisés.

CD 621.382.233

Silard, A. :

Quelques systèmes de commande fermés pour les thyristors bi-opérationnels.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 28 – 33

On expose les problèmes de ces systèmes pour les thyristors bi-opérationnels (à extinction sur l'entrée), ayant différents types de paramètres (courant anodique, tension sur la résistance de charge, etc.).

CD. 621.373 :621.3.018.4

Manolescu Anca et *Manolescu, A.* :

Considérations sur la stabilité de la fréquence de certains oscillateurs RC à constantes distribuées.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 34 – 37

Le but des auteurs est d'étudier la stabilité de la fréquence de certains oscillateurs RC à constantes distribuées et de comparer les résultats à ceux obtenus avec les réseaux classiques à constantes concentrées.

CD 621.316.722.1 :621.3.014.2

Tătaru, Em. :

Les paramètres de stabilisation du stabilisateur à fonctionnement en régime de commutation.

Automatica şi Electronica 14, no. 1, jan-févr 1970, p. 38 – 39

COMPTES RENDUS 40 – 44
DOCUMENTATION 44 – 45

CONTENTS

DC 519.2 :621 – 52

Ionescu, G. :

Statistical methods used in the identification of automated processes (I).

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 1 – 9

The author presents general theoretical considerations on the identification of industrial processes by statistical methods.

DC 621 – 501,72

Ceangă, E. and *Bivol, I.* :

Identification of processes by adjustable models.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 9 – 16

Studying the problem of the identification of processes by the method of stochastic approximations, the authors present a new identification algorithm, using adjustable models.

DC 621.311.1 :621.3.072.6 :621.3.072.8

Arie Ecaterina and *Manea, Fl.* :

Identification of the characteristics of the electroenergetic system for the study of the frequency-power adjustment.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 17 – 22

The authors determine the transfer function of the energetic system regarding the automatic adjustment of frequency and changing power.

DC 621 – 52

Tertişco, M. and *Şarlea, I.* :

Experimental determination of static characteristics.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 22 – 27

A critical survey of the methods utilized in the experimental determination of the static characteristics of automated processes.

DC 621.382,233

Silard, A. :

Closed control systems for bi-operational tiristors.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 28 – 33

The author presents the problems of these systems applied to bi-operational tiristors (with gate extinguishing), with various types of parameters (anodic current, load resistance voltage, etc.).

DC 621.373 :621.3.018.4

Manolescu Anca and *Manolescu, A.* :

On the frequency stability of some oscillators with RC distributed networks.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1, jan-febr 1970, p. 34 – 37

The purpose of the paper is to study the frequency stability of some oscillators with RC distributed networks comparing the results with those given by their similar lumped circuits.

DC 621.316.722.1 :621.3.014.2

Tătaru, Em. :

Stabilization parameters of stabilizers operating in commutation regime.

Automatica şi Electronica 14, nr. 1 jan-febr 1970, p. 38 – 39

REVIEWS 40 – 44
ABSTRACTS 44 – 45

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 519.2 : 621—52

Ионеску, Г.:

Статистические методы идентификации процессов автоматизации (I).

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 1—9

Излагаются общие теоретические соображения относительно идентификации промышленных процессов на основе статистических методов.

ДК 621—501.72

Чянгэ, Е. и *Бивол, И.:*

Идентификация процессов при помощи подгоночных моделей.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 9—16

В рамках проблемы идентификации процессов при применении метода статистических приближений, приводится новый алгорифм идентификации при помощи подгоночных моделей.

ДК 621.311.1 : 621.3.072.6 : 621.3.072.8

Арие Екатерина и *Маня, Фл.:*

Идентификация характеристик электроэнергетической системы для изучения регулирования частоты — мощности.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 17—22

Определяется функция передачи энергетической системы с точки зрения автоматического регулирования частоты и мощности.

ДК 621—52

Тертишко, М. и *Шарля, И.:*

Экспериментальное определение статических характеристик.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 22—27

Работа содержит критический обзор методов, применяемых при экспериментальном определении статических характеристик процессов автоматизации.

ДК 621.382.233

Силард, А.:

Замкнутые системы управления биоперациональными тиристорами.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 28—33

Излагаются проблемы этих систем для биоперационных тиристоров (с погашением на воротах), с различными типами информационных параметров (анодный ток, напряжение на балластном сопротивлении и пр.).

ДК 621.373 : 621.3.018.4

Манолеску Анка и *Манолеску, А.:*

К вопросу стабильности частоты осцилляторов R.C. с распределенными постоянными.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 34—37

Целью статьи является изучение стабильности частоты осцилляторов RC с распределенными постоянными и сравнение результатов с результатами, полученными в случае применения классических сетей с сосредоточенными постоянными.

ДК 621.316.722.1 : 621.3.014.2

Тэтару, Ем.:

Параметры стабилизации стабилизатора, работающего в режиме переключения.

Automatica şi Electronica 14, № 1, янв—фебр 1970, стр. 38—39

РЕЦЕНЗИИ 40—44

ДОКУМЕНТАЦИЯ 44—45

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET

INHALTSVERZEICHNIS

DK 519.2 :621—52

Ionescu, G.:

Statistische Methoden zur Feststellung der automatisierten Vorgängen (I).

Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 1—9

Es werden allgemeine theoretische Erörterungen bzgl. Feststellung der industriellen Vorgänge durch statistische Methoden dargestellt.

DK 621—501.72

Ceangă, E. und *Bivol, I.:*

Die Identifizierung der Vorgänge, die einpassungsfähige Modelle verwenden.

Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 9—16

Im Rahmen der Aufgabe, welche die Methode der Aufstapelungsschätzungen zur Identifizierung der Vorgänge anwendet, wird ein neuer Algorithmus zur Identifizierung mit Hilfe der einpassungsfähigen Modelle dargestellt.

DK 621.311.1 :621.3.072.6 :621.3.072.8

Arie Ecaterina und *Manea, Fl.:*

Die Identifizierung der Charakteristiken beim elektroenergetischen System zum Studium der Frequenz-Leistungsregelung.

Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 17—22

Festgestellt wird die Uebertragungsfunktion des energetischen Systems vom Standpunkt der selbsttätigen Regelung der Frequenz und der zugehörigen Leistung.

DK 621-52

Tertişco, M. und *Şarlea, I.:*

Die versuchsmässige Bestimmung der statischen Charakteristiken.

Automatica şi Electronica 14 H. 1, Jan-Febr 1970, S. 22—27

Die Arbeit bietet einen kritischen Ueberblick der Methoden, die bei der versuchsmässigen Bestimmung der statischen Charakteristiken der automatisierten Vorgänge Anwendung finden.

DK 621.382.233

Silard, A.:

Geschlossene Steuerungssysteme für doppelwirkende Thyristoren.

Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 28—33

Besprochen werden die Aufgaben dieser Systeme für die doppelwirkenden Thyristoren (Löschung beim Eintritt) bei verschiedenen informationellen Parametern (Anodenstrom, Spannung am Lastwiderstand u.s.w.).

DK 621.373 :621.3.018.4

Manolescu Anca und *Manolescu, A.:*

Ueber die Frequenzstabilität gewisser RC-Oszillatoren mit verteilten Konstanten.

Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 34—37

Der Zweck des Aufsatzes ist die Untersuchung der Frequenzstabilität gewisser RC-Oszillatoren mit verteilten Konstanten und der Vergleich der Ergebnisse mit denjenigen, die man bei Verwendung von klassischen Netzen mit konzentrierten Konstanten erhält.

DK 621.316.722.1 :621.3.014.2

Tătaru, Em.:

Die Stabilisierungsparameter des Stabilisators mit Kommutierungsbetrieb.

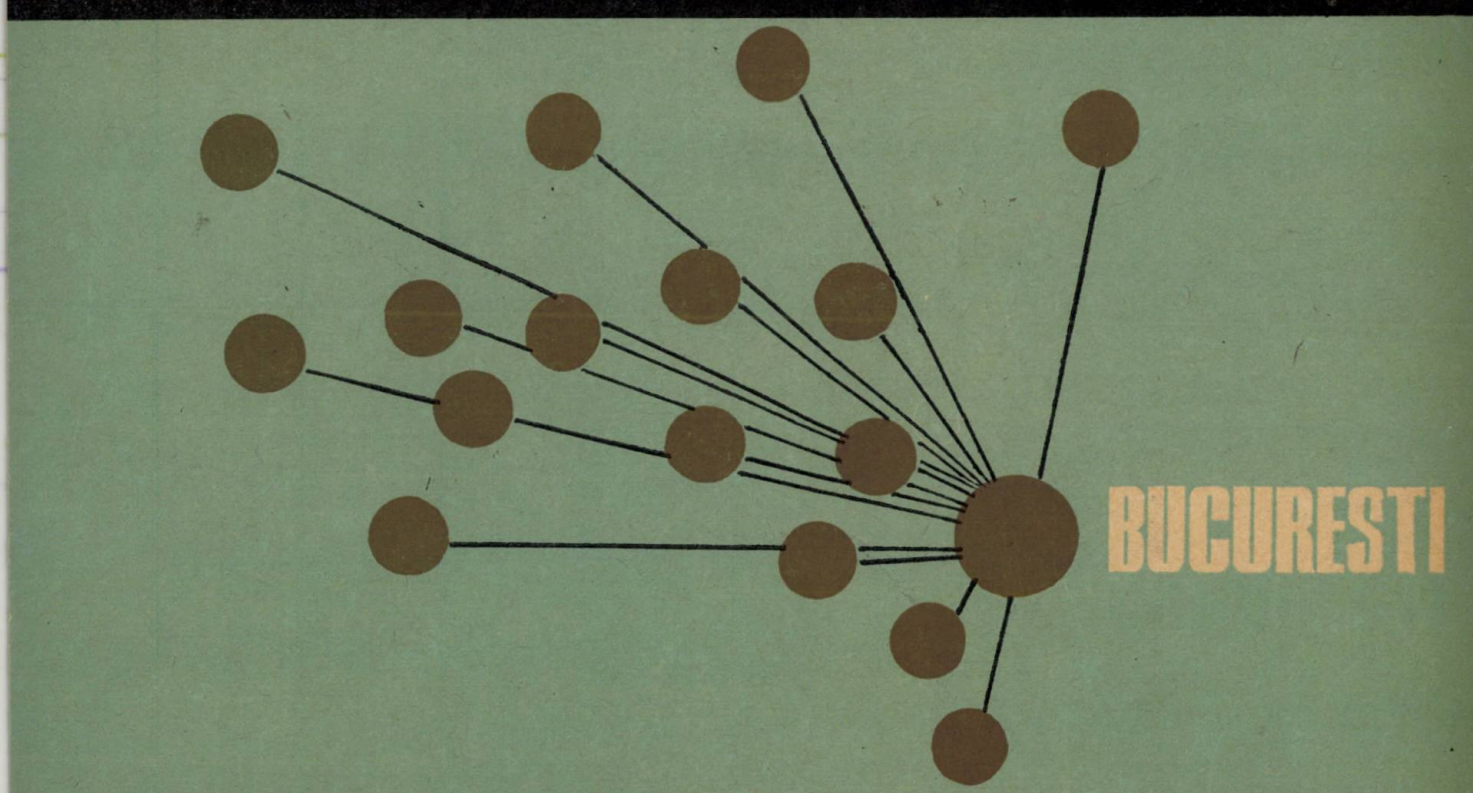
Automatica şi Electronica 14, H. 1, Jan-Febr 1970, S. 38—39

BUCHBESPRECHUNGEN 40—44

REFERATE 44—45

N'oubliez pas DE RENOUVELER VOTRE ABONNEMENT À LA REVUE POUR L'ANNÉE 1970. ADRESSEZ-VOUS À CETTE FIN SOIT DIRECTEMENT À

CARTIMEX — P.O.B. 134—135, BUCAREST/ROUMANIE,



soit aux entreprises suivantes:

BULGARIE
Hemus
Pl. Slaveikov 11 — Sofia

TCHÉCOSLOVAQUIE
Artia vě Smeckach 30 — Prague I

R. D. ALLEMANDE
Deutscher Buch Exp. u. Import
Leninstrasse 16, Leipzig 701

POLOGNE
Ruch. Ul. Wronia 23 — Varsovie

U.R.S.S.
Mejdunarodnaia Kniga
Moscou — G 200

GRANDE BRETAGNE
Collet's Holdings Ltd.
Denington Estate
Wellingborough Northants

AUTRICHE
Globus Buchvertrieb
Salz Gries 16 — Vienne XX

FRANCE
Messageries de la Presse Parisienne
111 Rue Réaumur — Paris 2

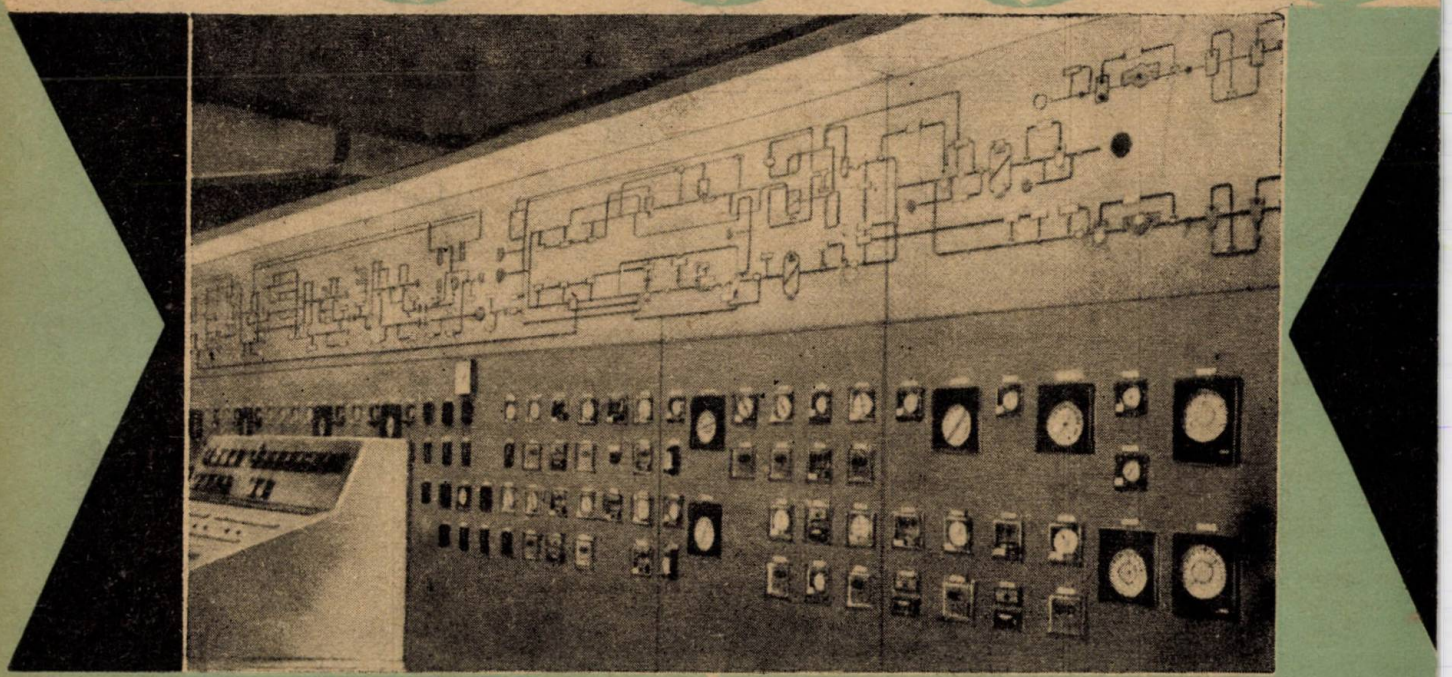
R. F. D'ALLEMAGNE
Kubon et Sagner
8 München 34

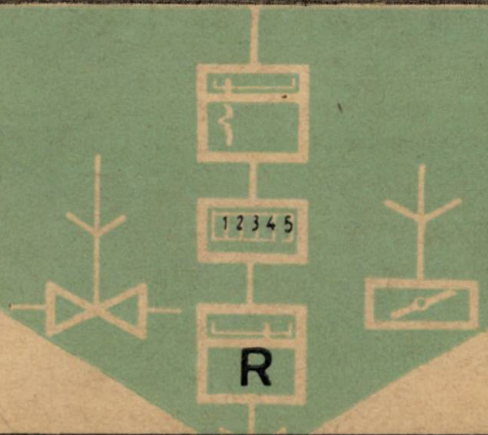
ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

1970 JUL 7

IMIA





Automatizări complexe

Acționări electrice

Comutație secundară în stații și centrale electrice

Instalații electrice de forță

Instalații de telecomandă și telesemnalizări

Instalații A.M.C.

I.M.I.A. • București, Bd. Kalinin Nr. 18 • telef. 33.75.32

E 2551

R TK

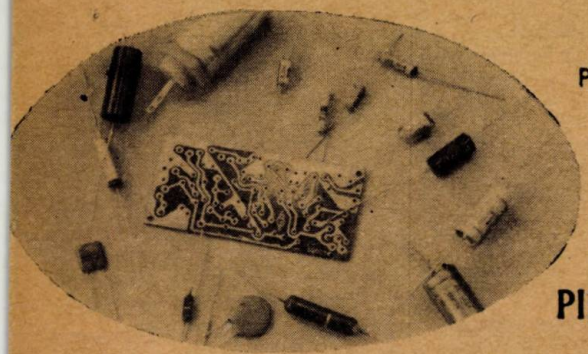
AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

2

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 14 • Nr. 2 • MARTIE — APRILIE 1970

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, SECTORUL 2, TELEFON 33.38.30, TELEX 011203



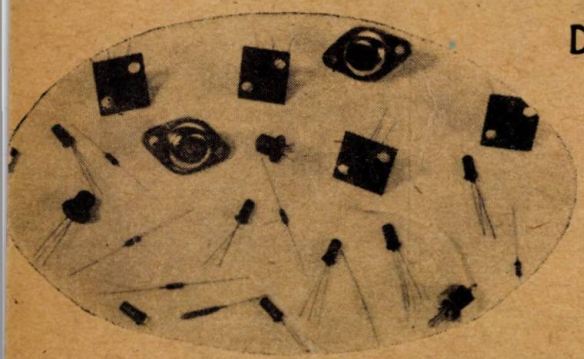
PRODUCE :

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general —
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

IPRS

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE



Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de inaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

IPRS

I.P.R.S. - Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la :

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32, BUCUREŞTI SECTORUL 2

E 2551

* ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT *

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 14 (1970), nr. 2 (martie—aprilie), p. 47—98

CUPRINS

CZ 621—52

Călin S. şi *Palcu I.*:

Metode de calcul al sensibilităţii sistemelor automate continue.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 47—55

În acest articol sînt prezentate succint noţiunile principale privind sensibilitatea sistemelor automate continue, definiţia sensibilităţii şi a funcţiei de sensibilitate, metodele de calcul analitic şi schemele de modelare pe calculatoare analogice a funcţiilor de sensibilitate.

CZ 681.325.6 : 621.3.019.3 : 621—52

Dealcu E. şi *Dobrescu D. N.*:

Siguranţa în funcţionare a circuitelor logice utilizate în sistemele automate.

Automatica şi Electronca 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 56—67

Se propune o metodă de calcul al siguranţei în funcţionare a circuitelor logice cu luarea în considerare atît a circuitului însuşi cît şi a semnalelor de intrare în circuit şi de ieşire.

CZ 681.3.06 :621.391

Vinea Al. şi *Vinea Vl.*:

Un algoritm de recunoaştere a formelor plane.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 68—74

Articolul conţine o metodă originală de recunoaştere a formelor plane, asociind noţiunea de formă cu un invariant faţă de o mulţime de transformări, acest invariant fiind clasa căreia îi aparţine forma. Rezultă o metodă de clasificare adaptivă, bazată pe definirea unei „distanţe" între forme.

CZ 621.311 :621.316.722.1

Oprică D.:

Sursă de putere stabilizată pentru alimentarea evaporatoarelor de la instalaţiile de depuneri în vid.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 75—81

Lucrarea prezintă o sursă de alimentare destinată instalaţiilor de laborator, care permite alimentarea evaporatoarelor cu o putere reglabilă pînă la maximum 300 W şi cu posibilitatea de stabilizare a puterii.

CZ 621.314.2

Mureşan T. şi *Ianuş M.*:

Convertor tensiune-frecvenţă.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 81—85

Se expun schema şi consideraţiile de proiectare ale unui convertor tensiune-frecvenţă utilizabil în aparatura numerică de măsurare şi reglare.

CZ 621.317.39 : 532

Florea S. şi *Găburici V.*:

Sesizori fluidici.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 85—87

CZ 681.325.6 : 681.3.04

Kun Iulia:

Scheme utilizate la codarea şi decodarea codurilor ciclice.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 88—92

CZ 681.31 : 658.14.012.2

Mangiurea O. F.:

Aspecte ale utilizării calculatoarelor electronice de birou în planificare.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, mart-april 1970, p. 92—96

RECENZII 96—97

CRONICĂ 98

DOCUMENTARE

Stănciulescu, F., Oprescu, M. F. A. **Un model matematic al automatelor secvențiale aleatorii finite.** În: IEEE Transactions on computers, vol. C-17, nr. 1, ian 1968, p. 27–31.

În prima parte a articolului, autorii prezintă generalizarea unor operații logice secvențiale anterior introduse, la cuvinte avînd aceeași lungime, n. Simbolurile |, o, ~ sînt utilizate respectiv pentru: produsul logic secvențial, suma logică secvențială și negația secvențială.

Cuvintele, de lungime dată, reprezintă mulțimi ale variabilelor de intrare (X), de stare (S) și de ieșire (Y) ale unui automat secvențial finit. În continuare se prezintă regulile de calcul cu operatorii secvențiali.

Autorii introduc o nouă noțiune: probabilitatea secvențială β și o altă derivată din prima · probabilitatea secvențială condiționată. Față de conceptul clasic de probabilitate, probabilitatea secvențială β este definită axiomatic (ca o funcție secvențială), pe o mulțime de mărimi logice, variabile în timp.

Probabilitatea secvențială poate fi prezentată ca o familie de procese stohastice în funcție de un parametru (în lucrare v). Aceasta îi conferă un grad mare de generalitate, deoarece spațiul în care operează este un spațiu mai general decît cel al algebrei booleene.

Pe baza probabilității secvențiale condiționate este dat un nou model al automatelor secvențiale aleatorii finite. Autorii generalizează conceptul de entropie informațională introdus de Shannon, definind o entropie de transfer și o entropie de ieșire, ambele fiind prezentate ca funcții secvențiale.

Modelul obținut pentru automatele secvențiale aleatorii poate fi utilizat în analiza și sinteza acestora. Se întrevăd și alte aplicații ale acestei lucrări, în domeniul automatelor secvențiale.

Stănciulescu, F. **Comportarea dinamică a sistemelor neliniare și teoria lor bazată pe convoluția complexă.** În: 5th international analogue computation meetings, Bruxelles, Presse Acad. Europe, 1969.

Autorul prezintă modelul matematic al unui bloc neliniar și al unui sistem neliniar în buclă închisă. Este expusă metoda care urmează a fi aplicată, metoda convoluției complexe, adecvată tratării unor neliniarități sub formă de produs.

Utilizînd această metodă, modelul matematic este transformat într-o ecuație sau într-un sistem de ecuații integrale de convoluție. Răspunsul tranzitoriu al sistemului este dedus printr-un procedeu de iterație.

Sînt precizate condiții de convergență ale procedeului. Pentru buclele de reglare neliniare se stabilește un criteriu de stabilitate bazat pe poziția relativă a două locuri geometrice depinzînd de neliniaritățile sistemului și, respectiv, de funcția de transfer a părții liniare.

În final este expusă teoria unitară, bazată pe convoluția complexă, a sistemelor neliniare și sînt prezentate răspunsurile tranzitorii pentru cîteva asemenea sisteme.

Rezultatele sînt comparate cu cele obținute pe calculatorul digital și analogic. *D.F.*

Oberländer, S., Sikorski, S. **Asupra descrierii matematice a proceselor electrice în semiconductoare.** În: Physica status solidi, vol. 25, 1968, p. 245–257.

Se face un studiu teoretic asupra transportului purtătorilor la neechilibru în semiconductoare, în cazul staționar, care include deviații arbitrare de la echilibrul termodinamic.

Se dau clase de sisteme de soluții, cu diferite proprietăți calitative, fără a se face aproximațiile uzuale pentru sistemul de ecuații diferențiale. Ecuațiile discutate sînt ecuațiile de continuitate, ecuațiile de transport și ecuația lui Poisson.

Sistemele de soluții date sînt aplicabile la diferite probleme în dispozitive bazate pe semiconductoare omogene și pe semiconductoare neomogene. Ele oferă posibilități de testare a metodelor numerice și de obținere a unor metode aproximative noi. În sfîrșit, ele conduc la unele remarci privind aproximația neutralității.

Gummel, H. K. **Un model de tip „metoda sarcinii" pentru programe de analiza rețelelor.** În Proceedings IEEE, nr. 4, 1968, p. 751.

Se dă o reprezentare a modelului Ebers-Moll pe baza conceptului de control prin sarcină. Circuitul echivalent rezultat conține numai elemente de circuit standard.

Stocarea purtătorilor, asociată cu trecerea curentului prin dispozitiv, este reprezentată cu ajutorul a două generatoare de curent comandate prin tensiune. *C.B.*

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICA DE AUTOMATICA, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 47—98) nr. 2, martie—aprilie Bucureşti, 1970

Dr. ing. S. CĂLIN şi ing. I. PALCU

Metode de calcul al sensibilităţii sistemelor automate continue

Noţiunea de sensibilitate a sistemelor automate a fost introdusă de Bode [1]. Studiind influenţa pe care o are asupra unui parametru α modificarea funcţiei de transfer $Y(s)$, Bode defineşte noţiunea de sensibilitate prin relaţia:

$$U_Y^{\alpha} = \frac{\partial \ln \alpha}{\partial \ln Y(s)}. \qquad (1)$$

Sensibilitatea definită de Bode se impune mai tîrziu, începînd cu 1958—1960, cînd se dezvoltă rapid teoria sistemelor adaptive şi optimale [2, 3]. Este cunoscut faptul că adaptarea şi asigurarea unui anumit grad de invarianţă se obţin prin utilizarea unor blocuri suplimentare faţă de sistemele clasice de reglare; s-a pus problema realizării unor performanţe asemănătoare cu mijloace mai simple, fără a recurge la complicarea sistemelor automate.

În acelaşi timp, chiar şi la sistemele de reglare automată (SRA) obişnuite începe să fie studiată influenţa pe care o are asupra sistemului modificarea unor parametri. Din punct de vedere teoretic, sistemele automate se proiectează pentru anumiţi parametri, fixaţi prin datele de proiectare: datorită aproximărilor făcute, sistemul automat proiectat constituie un model idealizat. În practică, totdeauna vor exista diferenţe între sistemele proiectate şi cele realizate. Este suficient să fie amintite următoarele cauze principale:

— existenţa toleranţelor admise la fabricarea elementelor componente ale sistemului va conduce inevitabil la abaterea parametrilor reali faţă de cei adoptaţi prin proiectare;

— influenţa factorilor perturbatori externi asupra elementelor;

— uzura şi procesul de îmbătrînire al elementelor sistemului.

Pentru proiectant este deosebit de important să cunoască în ce limite pot varia parametrii sistemului automat, pentru ca acesta să-şi menţină performanţele fixate prin tema de proiectare.

Ca urmare, se poate considera că proiectarea sistemelor a intrat într-o etapă nouă: dacă în trecut se urmărea realizarea unor performanţe principale, neglijînd anumite abateri, în condiţiile creşterii preciziei sistemelor se impune luarea în considerare a acestor abateri ale parametrilor.

Tocmai pentru punerea în evidenţă a influenţei pe care abaterile diferiţilor parametri o exercită asupra sistemului automat în ansamblu, a fost introdusă noţiunea de sensibilitate a sistemului automat faţă de aceste abateri. În ultimii ani, numărul de publicaţii privind sensibilitatea sistemelor automate a crescut rapid, fapt pentru care unii autori [4, 5, 6] consideră teoria sensibilităţii ca unul din capitolele fundamentale ale teoriei sistemelor automate.

1. Terminologie şi notaţii

Sistemul automat iniţial va fi considerat sistemul proiectat sau sistemul în care parametrii nu au suferit variaţii faţă de valorile fixate prin proiectare. Mărimea de intrare va

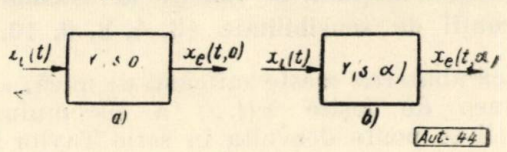


Fig. 1

fi notată cu $x_i(t)$, mărimea de ieşire cu $x_e(t, 0)$ şi funcţia de transfer cu $Y(s, 0)$, ca în figura 1, *a*.

Sistemul automat cu variaţii reprezintă sistemul iniţial după apariţia unei variaţii α, a

unuia din parametrii sistemului automat. În acest caz, funcţia de transfer se modifică, devenind $Y(s, \alpha)$ şi în consecinţă se va modifica şi mărimea de ieşire, aşa cum se indică în figura 1, *b*.

Evoluţia fundamentală este evoluţia în timp a sistemului iniţial, respectiv răspunsul $x_e(t, 0)$.

Evoluţia cu variaţii este evoluţia în timp a sistemului automat cu variaţii, respectiv $x_e(t, \alpha)$.

Evoluţia suplimentară reprezintă diferenţa dintre evoluţia cu variaţii şi cea fundamentală şi va fi notată cu $\Delta x_e(t, \alpha)$.

Perturbările parametrice provoacă modificarea unuia sau mai multor parametri ai sistemului — şi deci implicit a mărimii de ieşire — spre deosebire de perturbările aditive, care nu provoacă variaţii de parametri, dar modifică mărimea de ieşire a sistemului, întrucît efectele acestor perturbări se suprapun peste cele ale semnalelor utile.

Din punct de vedere al menţinerii unui anumit grad de invarianţă al performanţelor sistemului este foarte important ca efectele perturbărilor parametrice să fie cît mai reduse, lucru care poate fi asigurat prin considerarea condiţiilor de sensibilitate în proiectarea sistemului.

La rîndul lor, perturbările parametrice pot fi:

— perturbări care nu modifică ordinul funcţiei de transfer a sistemului, pe care le vom nota cu α;

— perturbări care modifică ordinul funcţiei de transfer, notate cu λ.

Perturbările α se datoresc modificărilor parametrilor elementelor componente, ca urmare a existenţei toleranţelor de fabricaţie, îmbătrînirii elementelor etc., iar cele λ, în general, sînt cauzate de aproximările făcute prin neglijarea unor termeni la stabilirea funcţiei de transfer.

De regulă, teoria sensibilităţii tratează influenţa perturbărilor α, care provoacă în sistemul automat abaterile α, considerînd că aceste abateri sînt foarte mici. Astfel, teoria sensibilităţii oferă posibilitatea de determinare a direcţiei în care evoluează sistemul automat în urma apariţiei unei perturbări α, indicînd deci direcţia evoluţiei suplimentare.

2. Definirea noţiunii de funcţie de sensibilitate şi ecuaţii de sensibilitate [3, 4, 8, 9, 10, 11]

Dacă abaterea α este suficient de mică, $\alpha \to 0$, mărimea de ieşire $x_e(t, \alpha)$ a sistemului cu variaţii se poate dezvolta în serie Taylor:

$$x_e(t,\alpha) = x_e(t, 0) + \left[\frac{\partial x_e(t, \alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} \cdot \alpha + \left[\frac{\partial^2 x_e(t, \alpha)}{\partial \alpha^2}\right]_{\alpha=0} \frac{\alpha^2}{2} + \dots + \left[\frac{\partial^n x_e(t,\alpha)}{\partial \alpha^n}\right]_{\alpha=0} \frac{\alpha^n}{n!} + \dots \quad (2)$$

Reţinînd primii doi termeni în expresia (2), mărimea de ieşire poate fi exprimată prin relaţia:

$$x_e(t, \alpha) \approx x_e(t, 0) + \left[\frac{\partial x_e(t, \alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} \cdot \alpha \quad (3)$$

Expresia:

$$u(t) = \left[\frac{\partial x_e(t, \alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} \quad (4)$$

se numeşte funcţie de sensibilitate de ordinul întîi a sistemului automat în raport cu parametrul α. Calculul funcţiei de sensibilitate cu relaţia (4) presupune determinarea răspunsului sistemului automat cu variaţii şi derivarea acestuia în raport cu α. Pentru sistemele automate liniare, descrise de ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi constanţi, se poate utiliza transformata Laplace, care simplifică substanţial calculul lui $u(t)$. Să considerăm, în continuare, din motive de simplitate, că variază un singur parametru, respectiv în sistem apare o variaţie α. Cunoscînd funcţia de transfer $Y(s,\alpha)$ şi mărimea de intrare $x_i(t)$, mărimea de ieşire a sistemului cu variaţii va fi:

$$x_e(t, \alpha) = L^{-1}[Y(s, \alpha) X_i(s)]. \quad (5)$$

Derivata de ordinul „n" a lui $x_e(t, \alpha)$ este:

$$\frac{\partial^n x_e(t, \alpha)}{\partial \alpha^n} = L^{-1}\left\{\left[\frac{\partial^n Y(s, \alpha)}{\partial \alpha^n}\right]_{\alpha=0} \cdot X_i(s)\right\}. \quad (6)$$

Din relaţia (6) se obţine funcţia de sensibilitate de ordinul întîi:

$$u(t) = L^{-1}\left\{\left[\frac{\partial Y(s, \alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} \cdot X_i(s)\right\}. \quad (7)$$

Similar cu funcţiile de sensibilitate de ordinul întîi, din relaţiile (2) şi (6) se pot defini funcţii de sensibilitate de ordin superior. În practică, se utilizează, în general, funcţiile de sensibilitate de ordinul întîi, pe care în continuare le vom numi funcţii de sensibilitate.

Relaţiile (4) şi (7) constituie un caz particular; în realitate, în sistemele automate poate interveni variaţia mai multor parametri. Calculul funcţiilor de sensibilitate la sistemele cu mai mulţi parametri variabili se face asemănător.

Se consideră un sistem automat, a cărui funcţionare este descrisă de o ecuaţie diferenţială de ordinul n (sau de n ecuaţii diferenţiale de ordinul întîi). Fie un număr de m parametri care pot primi variaţii. Abaterile de la valorile iniţiale ale acestor parametri se notează cu $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$.

În acest caz, sistemul inițial este descris de sistemul de ecuații diferențiale de ordinul întîi:

$$F_i[\dot{x}_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,\dot{x}_{en}(t,0,\ldots,0),$$
$$x_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,x_{en}(t,0,\ldots,0),t,0,\ldots,0]=0$$
$$i=1,2,\ldots,n \qquad (8)$$

mărimea de ieșire fiind considerată un vector n-dimensional.

Relația (8) presupune că în sistem nu există perturbări aditive și, prin urmare, evoluția sistemului automat se datorește numai perturbărilor parametrice α, în raport cu care se studiază evoluția suplimentară.

Pentru sistemul automat cu variații, sistemul de ecuații diferențiale va conține și abaterile parametrilor:

$$\psi_i[\dot{x}_{e1}(t,\alpha_1,\ldots,\alpha_m),\ldots,\dot{x}_{en}(t,\alpha_1,\ldots,\alpha_m),$$
$$x_{e1}(t,\alpha_1,\ldots,\alpha_m),\ldots,x_{en}(t,\alpha_1,\ldots,\alpha_m),$$
$$t,\alpha_1,\ldots,\alpha_m]=0. \qquad (9)$$

Între sistemele (8) și (9) este evident relația:

$$F_i[\dot{x}_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,\dot{x}_{en}(t,0,\ldots,0),$$
$$x_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,x_{en}(t,0,\ldots,0),t,0,\ldots,0]=$$
$$\psi_i[\dot{x}_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,\dot{x}_{en}(t,0,\ldots,0),$$
$$x_{e1}(t,0,\ldots,0),\ldots,x_{en}(t,0,\ldots,0),t,0,\ldots,0] \qquad (10)$$
$$i=1,2,\ldots,n.$$

Răspunsul sistemului automat cu variații va fi notat cu:

$$x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m) \qquad (11)$$
$$i=1,2,\ldots,n.$$

Dacă variațiile $\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m$ sînt foarte mici, relația (11) poate fi aproximată prin primii doi termeni ai dezvoltării în serie de puteri, respectiv:

$$x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)\approx x_{ei}(t,0,0,\ldots,0)+$$
$$+\sum_{k=0}^{m}\left[\frac{\partial x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}\right]_{\alpha_k=0}\alpha_k \qquad (12)$$
$$i=1,2,\ldots,n.$$

Notăm sensibilitatea mărimii de ieșire $x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)$ în raport cu α_k cu $u_{i,k}(t)$:

$$u_{i,k}(t)=\left[\frac{\partial x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}\right]_{\alpha_k=0} \qquad (13)$$
$$i=1,2,\ldots,n.$$

Ținînd cont de (13), relația (12) devine:

$$x_{ei}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)\approx x_{ei}(t,0,0,\ldots,0)+$$
$$+\sum_{k=0}^{m}u_{i,k}(t)\,\alpha_k \qquad (14)$$
$$i=1,2,\ldots,n.$$

Relația (13) constituie o relație de definiție a funcției de sensibilitate generalizate $u_{i,k}(t)$. Calculul funcției de sensibilitate din această relație necesită cunoașterea soluțiilor ecuațiilor sistemului cu variații și derivarea acestora în raport cu abaterile. Se poate demonstra că funcția de sensibilitate generalizată poate fi determinată direct din sistemul de ecuații diferențiale (9).

Prin derivarea sistemului de ecuații diferențiale (9) în raport cu fiecare parametru obținem un nou sistem de ecuații diferențiale de forma:

$$\sum_{j=1}^{n}\frac{\partial\psi_i}{\partial\dot{x}_{ej}}\cdot\frac{\partial\dot{x}_{ej}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}+$$
$$+\sum_{j=1}^{n}\frac{\partial\psi_i}{\partial x_{ej}}\cdot\frac{\partial x_{ej}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}+\frac{\partial\psi_i}{\partial\alpha_k}=0 \qquad (15)$$
$$i=1,2,\ldots,n,\quad k=1,2,\ldots,m.$$

Dacă se face ca $\alpha_k\to 0$, pe baza egalității (10) se pot scrie relațiile:

$$\frac{\partial\psi_i}{\partial\dot{x}_{ej}}=\frac{\partial F_i}{\partial\dot{x}_{ej}};\quad\frac{\partial\psi_i}{\partial x_{ej}}=\frac{\partial F_i}{\partial x_{ej}} \qquad (16)$$

De asemenea, se observă că:

$$\frac{\partial\dot{x}_{ej}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}=\frac{\partial}{\partial t}\cdot$$
$$\cdot\frac{\partial x_{ej}(t,\alpha_1,\alpha_2,\ldots,\alpha_m)}{\partial\alpha_k}=\frac{\partial}{\partial t}u_{j,k}(t)=\dot{u}_{j,k}(t). \qquad (17)$$

Facem în relația (15) $\alpha_k\to 0$, înlocuim valorile determinate de egalitățile (16) și (17) și obținem:

$$\sum_{j=1}^{n}\frac{\partial F_i}{\partial\dot{x}_{ej}}\dot{u}_{j,k}(t)+\sum_{j=1}^{n}\frac{\partial F_i}{\partial x_{ej}}\cdot u_{jk}(t)+\left[\frac{\partial\psi_i}{\partial\alpha_k}\right]_{\alpha_k=0}=0. \qquad (18)$$
$$i=1,2,\ldots,n\qquad k=1,2,\ldots,m.$$

Relația (18) reprezintă ecuațiile de sensibilitate ale sistemului automat. Ecuațiile de sensibilitate sînt compuse din m sisteme de ecuații diferențiale, care se deosebesc între ele numai prin termenul liber $\frac{\partial\psi_i}{\partial\alpha_k}$, deci ecuațiile omogene ale celor m sisteme sînt identice.

Relația (18) prezintă un interes suplimentar din următoarele motive:

a) Dacă sistemul inițial de ecuații (8) este un sistem liniar cu coeficienți constanți, ecuațiile de sensibilitate (18) vor fi tot liniare și cu coeficienți constanți. Această afirmație este evidentă, deoarece $\frac{\partial F_i}{\partial\dot{x}_{ej}}$ și $\frac{\partial F_i}{\partial x_{ej}}$ vor fi constante.

b) Pentru un sistem inițial (8) liniar cu parametrii variabili, sistemul de ecuații de

sensibilitate (18) va fi un sistem liniar cu parametrii variabili.

c) Dacă sistemul iniţial (8) este neliniar, derivatele parţiale $\frac{\partial F_i}{\partial \dot{x}_{ej}}$ şi $\frac{\partial F_i}{\partial x_{ej}}$ vor depinde de $x_{ei}(t, 0, \ldots, 0)$, şi deci sistemul de ecuaţii de sensibilitate (18) va fi liniar cu parametrii variabili.

Ecuaţiile de sensibilitate se pretează să fie determinate pe calculatoare analogice. Metoda de rezolvare pe calculatoare analogice a ecuaţiilor de sensibilitate a fost elaborată în [12].

În acest scop, sistemul de ecuaţii de sensibilitate se pune sub forma:

$$\sum_{j=1}^{n} \dot{u}_{j,k}(t) = \sum_{j=1}^{n} \frac{\partial F_i}{\partial x_{ej}} \cdot u_{j,k}(t) - \left[\frac{\partial \psi_i}{\partial \alpha_k}\right]_{\alpha_k=0} \tag{19}$$

$i = 1, 2, \ldots, n \qquad k = 1, 2, \ldots, m$

$u_{j,k}(0) = 0.$

Schema de elemente pentru rezolvarea pe calculator analogic a ecuaţiilor (19), după metoda din [12], este prezentată în figura 2.

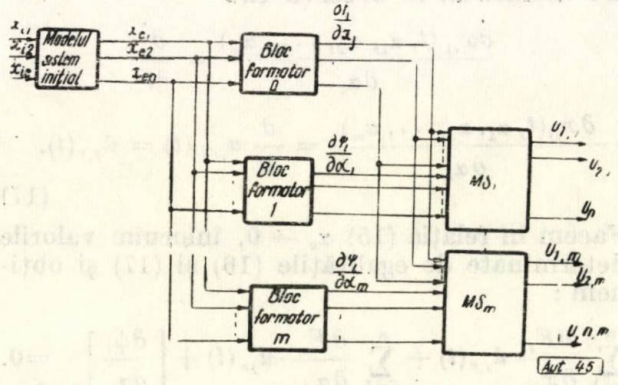


Fig. 2

Se observă că mărimile de ieşire din modelul sistemului iniţial se introduc în mai multe blocuri formatoare al căror rol funcţional rezultă din figura 2. Datele de la ieşirea acestor blocuri sînt introduse în modelele celor m sisteme de ecuaţii de sensibilitate omogene, respectiv $MS_1, MS_2, \ldots, MS_m$, la ieşirea cărora se obţin funcţiile de sensibilitate generalizate. Schema de elemente din figura 2 permite determinarea simultană a funcţiilor de sensibilitate, însă necesită un mare număr de elemente.

Deoarece cele m sisteme de ecuaţii de sensibilitate omogene sînt identice, se poate folosi un singur model MS, la care se determină succesiv funcţiile de sensibilitate.

În continuare se va prezenta un exemplu simplu, pentru a evidenţia modul de determinare a funcţiei de sensibilitate.

Fie elementul de întîrziere de ordinul I din figura 3 cu funcţia de transfer:

$$Y(s) = \frac{1}{1 + Ts},$$

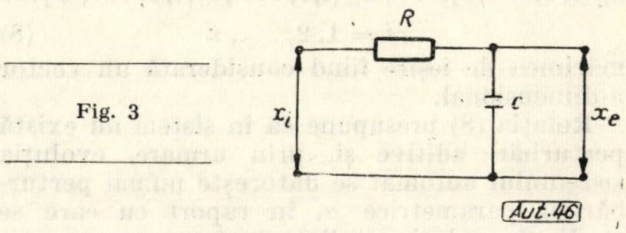


Fig. 3

în care $T = RC$.

Parametrii circuitului variază astfel încît funcţia de transfer devine:

$$Y(s, \alpha) = \frac{1}{1 + (T + \alpha)s}.$$

Este necesar să se determine:

— sensibilitatea circuitului faţă de modificarea parametrilor;

— răspunsul sistemului cu variaţii la o intrare treaptă unitară.

Fiind vorba numai de un parametru, se aplică relaţia (7) pentru o intrare treaptă unitară:

$$u(t) = L^{-1}\left\{\left[\frac{\partial Y(s, \alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} X_i(s)\right\} =$$

$$= L^{-1}\left\{\left[\frac{\partial}{\partial \alpha} \cdot \frac{1}{1 + (T + \alpha)s}\right]_{\alpha=0} \frac{1}{s}\right\} = -\frac{t}{T^2} e^{-\frac{t}{T}}.$$

Semnul minus al funcţiei de sensibilitate indică numai direcţia evoluţiei suplimentare, pentru aprecierea sensibilităţii fiind importantă valoarea absolută a expresiei obţinute. Sensibilitatea unui sistem este minimă atunci cînd are valoarea zero.

Variaţia funcţiei de sensibilitate, în timp, este reprezentată în figura 4.

Sensibilitatea maximă este la $t = T$; semnul minus arată că evoluţia suplimentară are sens contrar evoluţiei fundamentale.

Răspunsul circuitului iniţial la o intrare treaptă este:

$$x_e(t, 0) = L^{-1}[Y(s) X_i(s)] =$$

$$= L^{-1}\left[\frac{1}{1 + Ts} \cdot \frac{1}{s}\right] = 1 - e^{-\frac{t}{T}}.$$

Răspunsul circuitului cu variaţii se determină din relaţia (3):

$$x_e(t, \alpha) \simeq x_e(t, 0) + u(t)\alpha =$$

$$= 1 - \left(1 + \frac{t}{T^2}\alpha\right) e^{-\frac{t}{T}}$$

Cele două răspunsuri sînt reprezentate în figura 5.

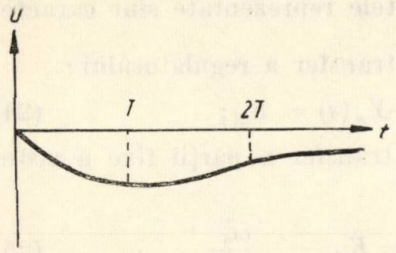


Fig. 4

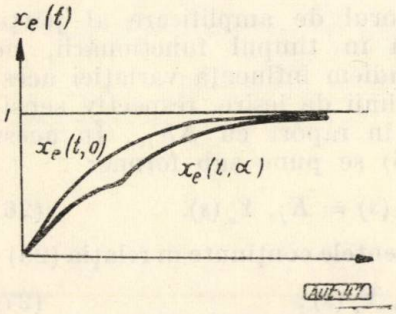


Fig. 5

3. Sensibilitatea structurală

Determinarea funcţiilor de sensibilitate, definite mai sus, prin rezolvarea ecuaţiilor de sensibilitate, reprezintă o metodă generală care se poate aplica în toate cazurile.

O altă metodă de studiu a sensibilităţii sistemelor automate a fost concepută în [9, 13] şi dezvoltată în [8, 10, 14] sub denumirea de sensibilitate structurală. Metoda este deosebit de eficace atunci cînd în structura sistemului automat există un număr mic de elemente ai căror parametri suferă variaţii.

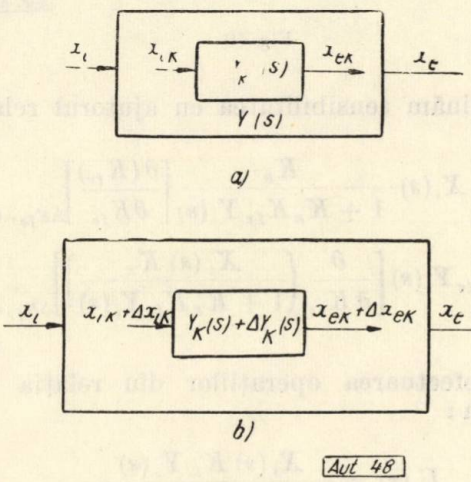


Fig. 6

Expunem această metodă pentru un sistem automat liniar (*SAL*), cu funcţia de transfer $Y(s)$, în care elementul cu funcţia de transfer $Y_k(s)$ are un parametru care poate suferi o variaţie α; *SAL* iniţial este reprezentat în figura 6, *a*.

La apariţia abaterii α, pot varia funcţia de transfer a elementului $Y_k(s)$, mărimile de intrare şi ieşire ale acestuia şi mărimea de ieşire a sistemului, aşa cum este indicat în figura 6, *b*.

Se introduc notaţiile (v. graful sistemului iniţial din fig. 7, *a*):

$Y_1(s)$ este funcţia de transfer a elementelor cuprinse între intrarea *SAL* şi intrarea elementului $Y_k(s)$;

$Y_2(s)$ — funcţia de transfer a elementelor cuprinse între ieşirea elementului $Y_k(s)$ şi ieşirea sistemului automat.

Mărimea de ieşire a *SAL* iniţial este:

$$X_e(s) = Y(s) \cdot X_i(s) = Y_1(s) Y_k(s) Y_2(s) X_i(s). \tag{20}$$

Din graful de semnal al sistemului cu variaţii (respectiv după ce a apărut abaterea α), prezentat în figura 7, *b*, se poate scrie:

$$X_e(s) + \Delta_e X(s) = [X_i(s) \cdot Y_1(s) + \Delta X_{ik}(s)][Y_k(s) + \Delta Y_k(s)] Y_2(s). \tag{21}$$

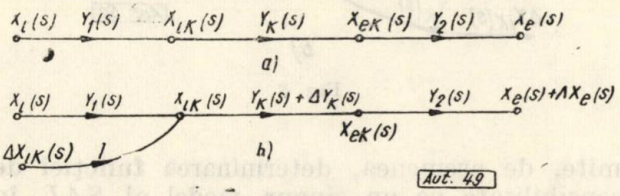


Fig. 7

După efectuarea operaţiilor din relaţia (21) şi neglijarea termenilor care conţin produse de forma $\Delta X_{ik}(s)\,\Delta Y_k(s)$, se obţine:

$$\Delta X_e(s) = [X_i(s)\, Y_1(s)\, \Delta Y_k(s) + \Delta X_{ik}(s)\, Y_k(s)]\, Y_2(s). \tag{22}$$

Din relaţia (22) se poate determina direct evoluţia suplimentară a sistemului. Pentru a uşura interpretarea relaţiei (22) au fost întocmite schema de elemente şi graful de semnal în figura 8 (*a* şi *b*).

Cu ajutorul a două modele ale sistemului automat şi un element $\Delta Y_k(s)$, se poate obţine valoarea Δx_e.

Termenii Δx_e, $\Delta Y_k(s)$ şi Δx_{ik}, din relaţia (22) depind de abaterea α. Prin urmare, prin raportarea relaţiei (22) la α şi trecerea la limită, se obţine funcţia de sensibilitate a *SAL*:

$$U(s) = \left[\frac{\partial X_e(s,\alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} =$$

$$= \left\{X_i(s) Y_1(s) \left[\frac{\partial Y_k(s,\alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0} + Y_k(s) \left[\frac{\partial X_{ik}(s,\alpha)}{\partial \alpha}\right]_{\alpha=0}\right\} Y_2(s). \tag{23}$$

Relaţia (22) se poate pune sub forma schemei de elemente din figura 9. Ca şi în cazul precedent se remarcă simplitatea schemei în raport cu cea prezentată în figura 2. Schema permite, de asemenea, determinarea funcţiei de sensibilitate pe un singur model al *SAL*, în două etape: în prima etapă, modelul se foloseşte pentru determinarea mărimii x_{ik} care se înregistrează, iar în a doua etapă, prin modificarea legăturilor, acelaşi model serveşte la determinarea funcţiei de sensibilitate $u(t)$.

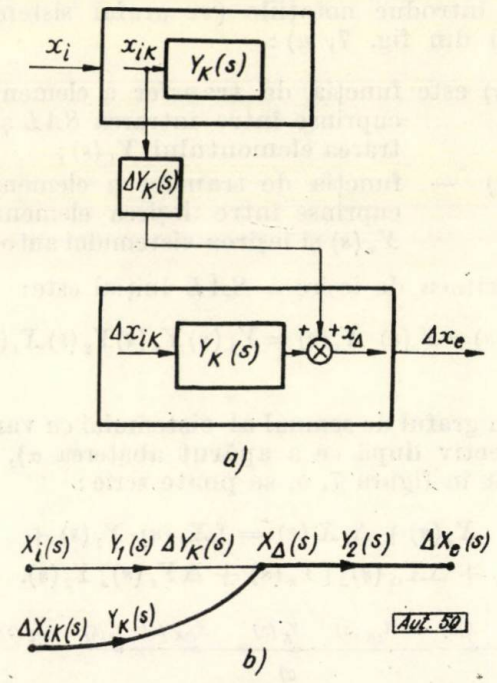


Fig. 8

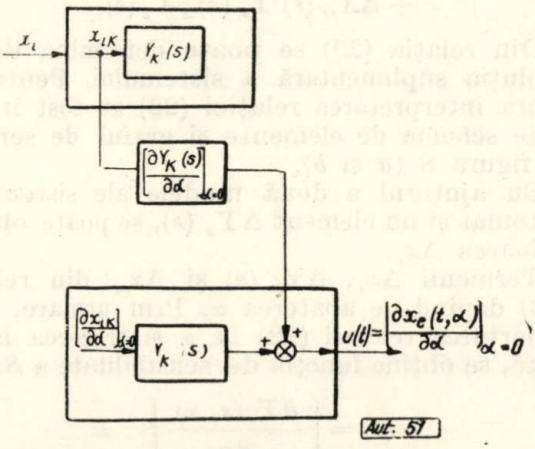


Fig. 9

Pentru exemplificare, studiem sensibilitatea mărimii de ieşire în funcţie de variaţia factorului de amplificare, pentru sistemul adaptiv a lui Marx [2]. În figura 10 este prezentată schema de elemente a sistemului, fără dispozitivul de adaptare care nu interesează în cazul de faţă. Elementele reprezentate sînt caracterizate de:

— funcţia de transfer a regulatorului:

$$Y_R(s) = K_R; \tag{24}$$

— funcţia de transfer a părţii fixe a sistemului:

$$Y_f(s) = K_{fv} \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\xi\omega_n)}. \tag{25}$$

Deoarece factorul de amplificare al părţii fixe K_{fv} variază în timpul funcţionării, ne propunem să studiem influenţa variaţiei acestuia asupra mărimii de ieşire, respectiv sensibilitatea ieşirii în raport cu ΔK_{fv}. În acest scop, relaţia (25) se pune sub forma:

$$Y_f(s) = K_{fv}\, Y_c(s). \tag{26}$$

Identificăm elementele conţinute în relaţia (23):

$$Y_k(s) = K_{fv}\, Y_c(s); \tag{27}$$

$$Y_1(s) = \frac{X_{ik}(s)}{X_i(s)} = \frac{K_R}{1 + K_R K_{fv} Y_c(s)}; \tag{28}$$

$$Y_2(s) = \frac{X_e(s)}{X_{ek}(s)}. \tag{29}$$

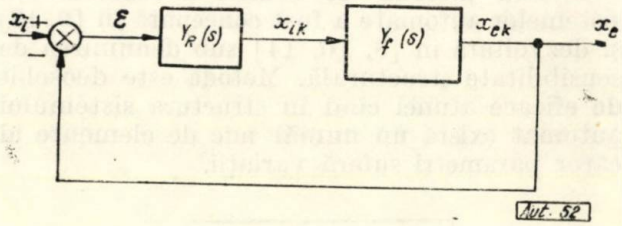


Fig. 10

Determinăm sensibilitatea cu ajutorul relaţiei (23):

$$U(s) = X_i(s) \cdot \frac{K_R}{1 + K_R K_{fv} Y_c(s)} \left[\frac{\partial (K_{fv})}{\partial K_{fv}}\right]_{\Delta K_{fv}=0} +$$

$$+ K_{fv} Y_c(s) \left[\frac{\partial}{\partial K_{fv}} \left(\frac{X_i(s)\, K_R}{1 + K_R K_{fv} Y_c(s)}\right)\right]_{\Delta K_{fv}=0} \tag{30}$$

După efectuarea operaţiilor din relaţia (30) obţinem:

$$U(s) = \frac{X_i(s)\, K_R\, Y_c(s)}{[1 + K_R K_{fv} Y_c(s)]^2}. \tag{31}$$

În funcţie de mărimea de intrare $x_i(t)$ care poate fi considerată cunoscută, precum şi a celorlalţi termeni ai sistemului, se află:

$$u(t) = L^{-1}\left\{\frac{X_i(s)\, K_R\, Y_c(s)}{[1 + K_R K_{fv} Y_c(s)]^2}\right\} \tag{32}$$

4. Metoda punctelor de sensibilitate [4, 5, 8, 11, 14]

Această metodă constituie o variantă a sensibilității structurale și se aplică la calculul funcțiilor de sensibilitate ale *SAL* cu mai multe bucle. Fie un *SAL* a cărui mărime de ieșire depinde de mai mulți parametri, q_1, q_2, ..., q_m respectiv:

$$x_e(t, q_1, q_2, \ldots, q_m) = 0. \tag{33}$$

Parametrii q_1, q_2, ..., q_m formează un spațiu al parametrilor și definesc un vector $Q(q_1, q_2, \ldots, q_m)$. Notăm valorile nominale ale parametrilor cu $Q^\circ(q_1^\circ, q_2^\circ, \ldots, q_m^\circ)$.

Se definește funcția de sensibilitate a *SAL*, în raport cu variațiile parametrilor, sub forma:

$$u_i(t, Q^\circ) = \left[\frac{\partial x_e(t, q_1, q_2, \ldots, q_m)}{\partial \ln q_i}\right]_{Q=Q^\circ}. \tag{34}$$

Considerînd funcția de transfer a *SAL* $Y(s)$ și mărimea de intrare $x_i(t)$, mărimea de ieșire a sistemului cu variații va fi:

$$X_e(s, Q) = X_i(s) Y(s, Q). \tag{35}$$

Din relațiile (34) și (35) se poate determina funcția de sensibilitate, în domeniul complex, în raport cu parametrul q_i:

$$U_i(s, Q^\circ) = \left[X_e(s, Q) \frac{\partial \ln Y(s, Q)}{\partial \ln Y_i(s, q_i)} \cdot \frac{\partial \ln Y_i(s, q_i)}{\partial \ln q_i}\right]_{Q=Q^\circ}. \tag{36}$$

În relația (36) se consideră că parametrul q_i nu intră decît în componența elementului $Y_i(s, q_i)$. Pentru simplificarea scrierii se introduc notațiile:

$$B_i = \left[\frac{\partial \ln Y(s, Q)}{\partial \ln Y_1(s, q_i)}\right]_{Q=Q^\circ}; \tag{37}$$

$$C_i = \left[\frac{\partial \ln Y_i(s, q_i)}{\partial \ln q_i}\right]_{Q=Q^\circ} \tag{38}$$

Ținînd cont de aceste notații, ecuația (36) devine:

$$U_i(s, Q) = X_e(s, Q)\, B_i\, C_i. \tag{39}$$

Remarcăm faptul că B_i depinde numai de structura *SAL*, iar C_i de structura elementului în care intră q_i. Pentru a pune în evidență elementele care intervin la modelarea ecuației (39), a fost întocmită schema de elemente din figura 11. Constatăm că prin adăugarea, la ieșirea *SAL* sau a modelului acestuia, a celor două blocuri B_i și C_i se obține funcția de sensibilitate $u_i(t, Q^\circ)$. Similar se procedează pentru determinarea tuturor celor m funcții de sensibilitate (considerînd că fiecare parametru intră în componența unui singur element). Se constată că, pentru *SAL* cu mai multe bucle, se pot determina toate funcțiile de

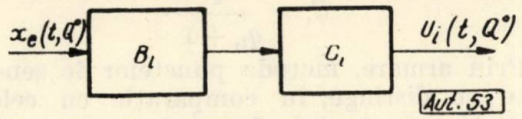


Fig. 11

transfer B_i pe un singur model. Aceasta se demonstrează în [4, 5].

Ilustrăm aplicarea acestei metode cu următorul exemplu [5, 16]. Fie *SAL* cu mai multe bucle din figura 12. Dacă se dispune de un

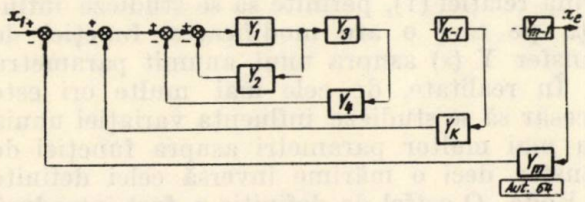


Fig. 12

model identic al sistemului și se aplică la intrarea acestuia mărimea de ieșire a sistemului $x_e(t, Q^\circ)$, atunci B_i apar ca funcții de transfer ale elementelor cuprinse între intrarea modelului și anumite puncte denumite puncte de sensibilitate. Modelul sistemului este prezentat în figura 13. Punctele de sensibilitate sînt notate cu S_i. Din relația (39) se deduce că prin introducerea semnalului din punctele de sensibilitate în modelele corespunzătoare C_i, la ieșirea acestora se obțin funcțiile de sensibilitate, așa cum este arătat în figura 11.

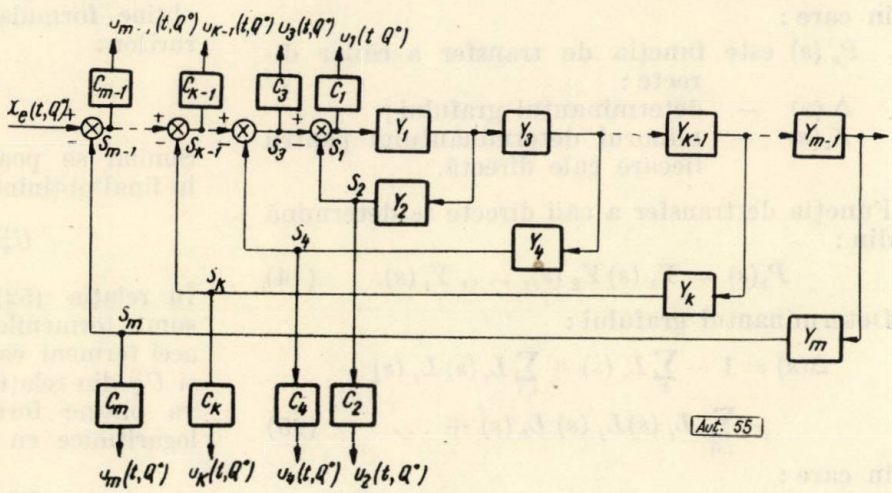


Fig. 13

Blocurile C_i sînt în general simplu de realizat. Astfel, pentru un bloc de amplificare cu factorul de amplificare K:

$$Y_i(s, q_i) = K\, Y_i(s); \tag{40}$$

$$C_i = 1.$$

Pentru un element cu funcţia de transfer:

$$Y_i(s, q_i) = \frac{q_i s}{q_i s + 1}; \quad (41)$$

$$C_i = \frac{1}{q_{is} + 1}.$$

Prin urmare, metoda punctelor de sensibilitate se distinge, în comparaţie cu celelalte metode, prin faptul că pe un singur model al *SAL* şi unele blocuri relativ simple se pot obţine simultan toate funcţiile de sensibilitate.

5. Sensibilitatea logaritmică

Definiţia sensibilităţii, dată de Bode sub forma relaţiei (1), permite să se studieze influenţa pe care o are modificarea funcţiei de transfer $Y(s)$ asupra unui anumit parametru α. În realitate, de cele mai multe ori este necesar să se studieze influenţa variaţiei unuia sau mai multor parametri asupra funcţiei de transfer, deci o mărime inversă celei definite de Bode. O astfel de definiţie a fost introdusă în [17] şi poartă denumirea de sensibilitate logaritmică:

$$U_\alpha^Y(s) = \frac{\partial \ln Y(s)}{\partial \alpha} = \frac{\alpha}{Y(s)} \cdot \frac{\partial Y(s)}{\partial \alpha}. \quad (42)$$

Metoda topologică de determinare a funcţiilor de transfer, dezvoltată în [17], simplifică calculul sensibilităţii logaritmice. Relaţia lui Mason, de aflare a funcţiei de transfer între două puncte ale grafului de semnal, este:

$$Y(s) = \sum_{k=1}^{n} P_k(s) \frac{\Delta_k(s)}{\Delta(s)}, \quad (43)$$

în care:

$P_k(s)$ este funcţia de transfer a căilor directe:
$\Delta(s)$ — determinantul grafului;
$\Delta_k(s)$ — minorul determinantului pentru fiecare cale directă.

Funcţia de transfer a căii directe se determină din:

$$P_k(s) = Y_1(s) Y_2(s), \ldots, Y_i(s). \quad (44)$$

Determinantul grafului:

$$\Delta(s) = 1 - \sum_i L_i(s) + \sum_{i,j} L_i(s) L_j(s) - \sum_{i,j,i} L_i(s) L_j(s) L_k(s) + \ldots \quad (45)$$

în care:

$L_i(s)$ este funcţia de transfer a contururilor grafului de semnal;
$L_i(s) L_j(s)$ — produsul funcţiilor de transfer a două contururi care nu au puncte comune;
$L_i(s) L_j(s) L_k(s)$ — produsul funcţiilor de transfer a trei contururi care nu au puncte comune.

În [2] se prezintă o metodă de calcul a sensibilităţii logaritmice, pe baza relaţiei (43). Înlocuind această relaţie în (42), se obţine:

$$U_\alpha^Y = \frac{\partial \ln [\sum P_k \Delta_k]}{\partial \ln \alpha} - \frac{\partial \ln \Delta}{\partial \ln \alpha}. \quad (46)$$

Notăm:

$$U_\alpha^\Sigma = \frac{\partial \ln [\sum P_k \Delta_k]}{\partial \ln \alpha}; \quad U_\alpha^\Delta = \frac{\partial \ln \Delta}{\partial \ln \alpha}. \quad (47)$$

În relaţiile (46), (47) şi cele ce vor urma, pentru simplificarea scrierii, la semnele Σ nu mai sînt indicate domeniile de însumare, ele fiind cele din relaţia (43). De asemenea nu se mai scrie variabila complexă s.

Cu notaţiile din (47), relaţia (46) devine:

$$U_\alpha^Y = U_\alpha^\Sigma - U_\alpha^\Delta. \quad (48)$$

Vom denumi U_α^Σ — sensibilitatea căilor directe, şi U_α^Δ — sensibilitatea contururilor. Se observă că:

$$U_\alpha^\Delta = \frac{1}{\Delta} \cdot \alpha \frac{\partial \Delta}{\partial \alpha}. \quad (49)$$

Termenul $\alpha \frac{\partial \Delta}{\partial \alpha}$ conţine numai acei termeni ai determinantului grafului în a căror componenţă intră α. Notăm aceşti termeni cu Δ_α, adică $\alpha \frac{\partial \Delta}{\partial \alpha} = \Delta_\alpha$. Atunci avem:

$$\Delta - \Delta_\alpha = \Delta^\circ, \quad (50)$$

Δ° fiind minorul determinantului Δ, din care sînt eliminaţi toţi termenii care conţin variabila α.

Înlocuind pe Δ_α din relaţia (50) în (49), se obţine formula de calcul a sensibilităţii contururilor:

$$U_\alpha^\Delta = 1 - \frac{\Delta^\circ}{\Delta}. \quad (51)$$

Similar se poate proceda şi cu termenul U_α^Σ, în final obţinîndu-se:

$$U_\alpha^\Sigma = 1 - \frac{(\sum P_k \Delta_k)^\circ}{\sum P_k \Delta_k}. \quad (52)$$

În relaţia (52), termenul $(\Sigma P_k \Delta_k)^\circ$ reprezintă suma termenilor $\sum P_k \Delta_k$, din care sînt eliminaţi acei termeni care conţin pe α. Înlocuind pe U_α^Δ şi U_α^Σ din relaţiile (51) şi (52) în relaţia (48), se va obţine formula de calcul a sensibilităţii logaritmice cu ajutorul grafurilor de semnal:

$$U_\alpha^Y = \frac{\Delta^\circ}{\Delta} - \frac{(\Sigma P_k \Delta_k)^\circ}{\Sigma P_k \Delta_k}. \quad (53)$$

Ca o aplicaţie a relaţiei demonstrate, se va studia un sistem de sensibilitate egală cu zero [2]. Se consideră schema de elemente şi graful de semnal al *SAL* din figura 14, *a*, *b*.

Se impune determinarea funcţiei de transfer a elementului din circuitul de reacţie, respectiv

$Y_I(s)$, astfel încît sistemul să aibă sensibilitatea egală cu zero în raport cu modificarea parametrilor instalaţiei tehnologice în funcţia de transfer $Y_{IT}(s)$. Elementul cu funcţia de transfer $Y_M(s)$ este modelul instalaţiei tehnologice

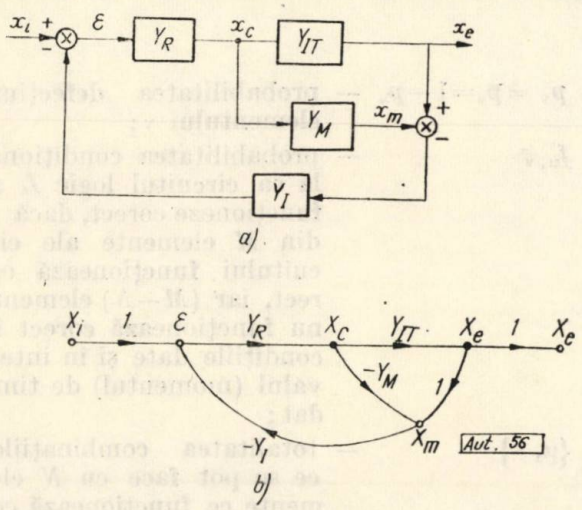


Fig. 14

Din analiza grafului de semnal al sistemului rezultă că avem :

— o singură cale directă :

$$P_1 = Y_R Y_{IT};$$

— două contururi cu funcţiile de transfer :

$$L_1 = -Y_R Y_{IT} Y_I; \qquad L_2 = Y_R Y_M Y_I.$$

Determinantul grafului este :

$$\Delta = 1 - \sum L_i = 1 + Y_R Y_{IT} Y_I - Y_R Y_M Y_I.$$

Calculăm ceilalţi termeni care intervin în relaţia (53), ţinînd cont că sensibilitatea se determină în raport cu Y_{IT} :

$$\Delta_k = 1;$$
$$\Delta^\circ = 1 - Y_R Y_M Y_I;$$
$$\Sigma P_k \Delta_k = Y_R Y_{IT};$$
$$(\Sigma P_k \Delta_k)^\circ = 0.$$

Înlocuind aceste valori în formula (53), se va obţine :

$$U^Y_{Y_{IT}} = \frac{1 - Y_R Y_M Y_I}{1 + Y_R Y_I (Y_{IT} - Y_M)}.$$

Se observă că prin alegerea lui :

$$Y_I = \frac{1}{Y_R Y_M}; \quad U^Y_{Y_{IT}} = 0.$$

În acest caz, funcţia de transfer a sistemului va fi :

$$Y = Y_R \cdot Y_{IT}.$$

6. Concluzii

Aplicarea teoriei sensibilităţii în analiza şi sinteza sistemelor automate oferă posibilitatea să se determine influenţa variaţiei parametrilor asupra performanţelor sistemelor. Exemple în acest sens sînt tratate în [2, 3, 4, 6, 10 11, 12] şi în alte lucrări. Noţiunea de sensibilitate poate fi extinsă studiind influenţa variaţiei unui parametru asupra poziţiei polilor şi zerourilor, suprareglării etc. [3, 8]. În modul acesta devine posibilă realizarea unor sisteme automate cît mai puţin sensibile la variaţia parametrilor.

Aplicaţii deosebit de interesante ale teoriei sensibilităţii există în proiectarea sistemelor, optimale şi a sistemelor autoinstruibile [5, 9,16, 18, 19, 20, 21]. Sensibilitatea sistemelor se poate extinde şi la studiul stabilităţii absolute a lui V. M. Popov [22].

BIBLIOGRAFIE

[1] Bode, H. W. *Network analysis and feedback amplifier design.* New York, Van Nostrand, 1945.

[2] Mishkin, E. şi Braun, L. *Adaptive sistems control.* New York, Mc Graw-Hill, 1961.

[3] Sheldon. S. L. Chang. *Synthesis of optimum control systems.* New York, Mc Graw-Hill, 1961.

[4] Tomovic, R. *Sensitivity analysis of dynamic systems.* New York, Mc Graw-Hill, 1963.

[5] Kokotovici, P. V. *Ciuvstvitelnosti v issledovanii i optimizaţii lineinîh sistem upravlenia.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 12, 1964.

[6] Kesavan, H. K., Sarma, I. G. şi Prasad, U. R. *Sensitivity-state models for linear systems.* În : International journal of control. First series, vol. **9**, nr. 3, mart 1969.

[7] Truxal, J. G. *Automatic feedback control systems synthesis.* New York, Mc Graw-Hill, 1955.

[8] Kokotovici, P. V. şi Rutman, R. S. *Ciuvstvitelnosti sistem avtomaticeskogo upravlenia.* În : Avtomatika i telemehanika, nr. 4, 1965.

[9] Bîhovski, M. L. *Ciuvstvitelnosti dinamiceskih sistem.* Vîcislitelnaia tehnica v upravlenii. Moscova, Nauka, 1966.

[10] *Tehniceskaia kibernetika.* Pod. red. V. V. Solodvnikova, kniga 2. Moscova, Maşinostroenie, 1967.

[11] Voronov, A. A. *Osnovi teorii avtomaticeskogo upravlenia,* vol. **1** şi **2**. Moscova, Energhia, 1966.

[12] Meissinger, H. F. *The use of parameter influence coefficients in computer analysis of dynamic systems.* Western joint computer conf., San Francisco, mai 1960.

[13] Bîhovski, M. L. *Tocinosti elektriceskih sceotno-reşaiuşih ţepei.* Izd. AN SSSR, nr. 8, 1948.

[14] Kokotovici, P. *Strukturni postupak za analizu uticaja parametra u linearnim sistemima sa povratnom za analizu uticaja parametra u linearnim sistemina sa povratnom spregom.* Zbornic **VII**, konf. ETAN, Zagreb, nov 1963.

[15] Bîhovski, M. L. *Ciuvstvitelnosti i dinamiceskaia tocinosti sistem upravlenia.* În : Tehniceskaia kibernetika, nr. 6, 1964.

[16] Kokotovici, P. V. *Opredelenie komponentov gradienta dlia optimizaţii na AVU s periodizaţiei reşenia.* Vîcislitelnaia tehnica v upravlenii. Moscova, Nauka, 1966.

[17] Mason, S. J. şi Zimmerman, H. J. *Electronic circuits, signals and systems.* New York, John Wiley, 1960.

[18] Kokotovici, P. *Sensitivity comparison of optimal controls.* În : International journal of control, vol. **9**, nr. 1, ian 1969.

[19] Kreindler, E. *On minimization of trajectory sensitivity.* În : International journal of control. First series, vol. **8**, nr. 1, iul 1968.

[20] Luh, J. Y. S. şi Cross, E. R. *Optimal controller design for minimum trajectory sensitivity.* În : International journal of control. First series, vol. **7**, nr. 6, iun 1968.

[21] Sarma, V. V. S. şi Deekshatulu, B. L. *Sensitivity design of optimal linear systems.* În : International journal of control. First series, vol. **8**, nr. 6, dec 1968.

[22] Siljak, D. *Absolute stability and parameter sensitivity.* În : International journal of control. First series, vol, **8**, nr. 3, sept 1968.

Dr. ing. E. DEATCU şi matematician D. N. DOBRESCU

Siguranţa în funcţionare a circuitelor logice utilizate în sistemele automate*

Circuitele logice se împart în elemente logice, care realizează o funcţie logică elementară (negaţie, conjuncţie, disjuncţie, funcţiile Scheffer etc.) şi în scheme logice, care reprezintă un număr finit de elemente logice, conectate între ele astfel încît realizează o funcţie logică complexă. Schemele logice se construiesc de obicei pe baza sistemelor logice funcţional complete, compuse din unul (NICI, ŞI—NU) sau mai multe (ŞI, SAU, NU, ŞI—NU, SAU—NU etc.) elemente logice.

În ţara noastră se utilizează sistemul logic funcţional complet NICI, cunoscut sub denumirea comercială UNILOG. De aceea exemplele din text se vor referi la circuite UNILOG.

Practica proiectării circuitelor logice utilizate în sistemele automate arată că aprecierea siguranţei în funcţionare a schemelor care realizează aceeaşi funcţie logică, cu acelaşi număr de elemente, nu este posibilă utilizînd formulele clasice din teroria siguranţei în funcţionare.

Pentru aceasta, în lucrarea de faţă se defineşte un nou coeficient de siguranţă în funcţionare al circuitelor logice, utilizînd elemente ale teoriei informaţiei, precum şi un coeficient complex de siguranţă în funcţionare.

În [3, 4] s-a definit în forma sa generală, utilizînd formula probabilităţii totale [6], coeficientul de siguranţă în funcţionare al unui circuit logic L, corespunzător teoriei clasice a siguranţei în funcţionare, coeficient pe care-l denumim coeficient de prima speţă şi care reprezintă probabilitatea de funcţionare corectă a circuitului L, în condiţii date şi în intervalul sau în momentul de timp dat (anexa 0):

$$R(L) = \sum_{N=0}^{M} \left[\sum_{\{\mu,\bar{\nu}\}} \prod_{\mu} p_\mu \prod_{\nu \neq \mu} \bar{p}_\nu \, f_{\mu,\bar{\nu}} \right], \qquad (1)$$

unde:

M — este numărul de elemente componente ale circuitului L;

p_μ — probabilitatea de funcţionare corectă a elementului μ;

$p_{\bar{\nu}} = \bar{p}_\nu = 1 - p_\nu$ — probabilitatea defecţiuni elementului ν;

$f_{\mu,\bar{\nu}}$ — probabilitatea condiţională ca circuitul logic L să funcţioneze corect, dacă N din M elemente ale circuitului funcţionează corect, iar $(M-N)$ elemente nu funcţionează corect în condiţiile date şi în intervalul (momentul) de timp dat;

$\{\mu, \bar{\nu}\}$ — totalitatea combinaţiilor ce se pot face cu N elemente ce funcţionează corect şi $(M-N)$ elemente ce nu funcţionează corect (totalitatea acestor combinaţii este 2^M, iar $\mu = 1,2, \ldots, M$; $\nu = 1,2,\ldots, M$; $N = 0,1,2, \ldots, M$; $\mu \neq \nu$).

Fie circuitele L_1, L_2, L_3 din figurile 1 — 3, care realizează aceeaşi funcţie logică:

$$T = A_1 A_2 + A_1 A_3 + A_2 A_3. \qquad (2)$$

Coeficientul de siguranţă în funcţionare de prima speţă, în acest caz, este (pentru calcul vezi anexa 1):

$$R(L_1) = R(L_2) = R(L_3) = \frac{1}{8}(p^4 - 3p^3 + 6p^2 + 4), \qquad (3)$$

unde p este probabilitatea de funcţionare corectă a unui element NICI.

Din acest exemplu rezultă că, utilizînd coeficientul de siguranţă în funcţionare $R(L)$, nu se poate aprecia care dintre circuitele L_ξ ($\xi = 1, 2, 3$) este mai sigur în funcţionare.

Această situaţie a fost posibilă deoarece coeficientul $R(L)$ ia în considerare numai numărul de elemente şi modul lor de conectare în circuit.

La circuitele logice binare, fiecare dintre semnalele de intrare sau ieşire ia două valori (0 sau 1). Funcţionarea unui asemenea circuit poate fi descrisă astfel: prin aplicarea la intrările circuitului a unei suite oarecare de zerouri şi unităţi, la ieşirile sale apare o suită precis determinată de zerouri şi unităţi. Aceasta înseamnă că orice circuit logic poate fi reprezentat ca un sistem informaţional, cu un număr

* Ideile principale ale acestei lucrări au constituit subiectul comunicărilor prezentate de autori la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic din Timişoara (mai 1967) şi la al XIII-lea seminar internaţional JUREMA (Zagreb, Jugoslavia, aprilie 1968).

finit de intrări şi ieşiri, care prelucrează, după algoritmul dat, informaţia de intrare în formaţie de ieşire, informaţiile respective fiind codificate binar.

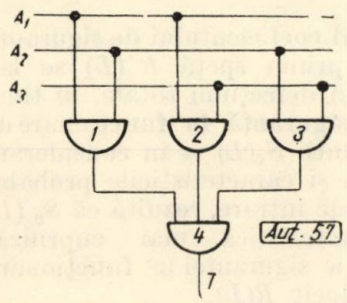


Fig. 1.

Prin urmare, siguranţa în funcţionare a circuitelor logice poate fi caracterizată ca şi siguranţa în funcţionare a sistemelor informaţionale, ţinînd seamă de caracteristicile probabilistice ale informaţiei de intrare şi ieşire a circuitului logic şi de natura defecţiunilor sale [1, 3].

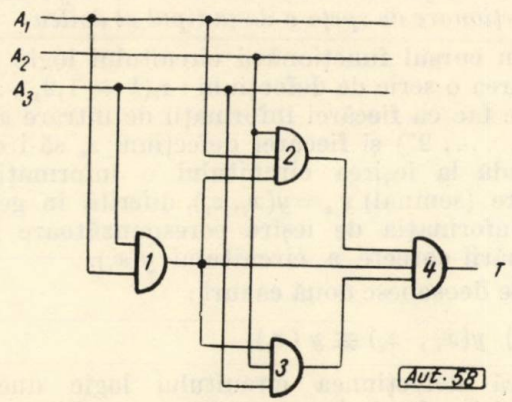


Fig. 2.

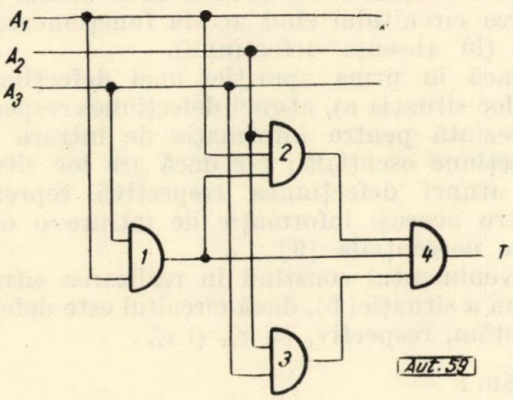


Fig. 3.

În funcţie de natura defecţiunilor şi de caracteristicile probabilistice ale informaţiei de intrare, se schimbă informaţia de ieşire şi caracteristicile ei probabilistice.

Deci pentru aprecierea siguranţei în funcţionare a circuitelor logice este necesar un al doilea coeficient de siguranţă în funcţionare, denumit de speţa a doua [3].

1. Definirea coeficienţilor de siguranţă în funcţionare de speţa a doua $S_0(L)$, $S(L)$

Fie L un circuit logic care realizează o funcţie logică de n argumente, adică L este un circuit cu n intrări. Fiecare dintre aceste intrări poate fi interpretată ca o sursă elementară binară de informaţie [1]. Totalitatea combinaţiilor ce se pot face între intrările circuitului este egală cu 2^n şi poate fi interpretată ca o sursă complexă de informaţie cu 2^n stări [1]. Fiecare combinaţie de n argumente (intrări) din cele 2^n posibile reprezintă o informaţie de intrare x din n biţi, codificată în cod binar natural. Această informaţie este transformată, după algoritmul dat, de circuitul logic în informaţie de ieşire y, codificată de asemenea în cod binar natural şi compusă din m biţi, unde m este numărul de ieşiri ale circuitului [3].

1.1. *Definirea coeficientului de siguranţă în funcţionare de speţa a doua de tipul întîi* — $S_0(L)$

Notăm :

X — mulţimea informaţiilor de intrare ale circuitului logic (cîmpul informaţiei de intrare), adică :

$$x \in X;$$
$$\bigcup_i x_i = 1;$$

Y — mulţimea informaţiei de ieşire a circuitului logic (cîmpul informaţiei de ieşire), adică :

$$y \in Y;$$
$$\bigcup_j y_j = 1;$$

$p(x)$ — probabilitatea de apariţie a informaţiei de intrare x;

$p(y)$ — probabilitatea apariţiei informaţiei de ieşire y;

$p(y|x)$ — probabilitatea apariţiei informaţiei de ieşire y, dacă a apărut informaţia de intrare x;

$p(x|y)$ — probabilitatea ca la intrare să fi existat informaţia x, dacă a apărut informaţia de ieşire y;

$H(X)$ — cantitatea de informaţie a cîmpului de intrare X (entropia cîmpului de intrare);

$H(X|Y)$ — gradul de nedeterminare în urma apariţiei cîmpului Y;

$I_Y(X)$ — cantitatea medie de informaţie despre cîmpul de intrare X, conţinută în cîmpul de ieşire Y.

Aşa cum se arată în [1, 2, 11], siguranţa în funcţionare a oricărui sistem informaţional, deci şi a unui circuit logic, poate fi caracterizată cu ajutorul mărimii $I_Y(X)$.

Pentru un circuit logic, mărimile de mai sus se determină astfel:

$$p(x_i) = \frac{n_{x_i}}{\mathfrak{M}}; \tag{4}$$

$$p(y_j) = \frac{n_{y_j}}{\mathfrak{M}}; \tag{5}$$

$$p(x \mid y) = \frac{p(y \mid x)\, p(x)}{p(y)}; \tag{6}$$

$$H(X) = -\sum_i p(x_i)\, lbp(x_i); \tag{7}$$

$$H(X \mid Y) = -\sum_j \sum_j p(y_j)\, p(x_i \mid y_j)\, lbp(x_i \mid y_j); \tag{8}$$

$$I_Y(X) = H(X) - H(X \mid Y), \tag{9}$$

unde s-a notat cu:

$\mathfrak{N}$ — totalitatea informaţiilor de intrare apărute în intervalul de timp τ, suficient de mare pentru a putea aproxima probabilităţile prin frecvenţă;

$\mathfrak{M}$ — totalitatea informaţiilor de ieşire apărute în intervalul de timp τ, suficient de mare pentru a putea aproxima probabilităţile prin frecvenţă;

n_{x_i} — numărul de repetări (apariţii) ale informaţiei de intrare x_i în intervalul τ;

n_{y_j} — numărul de repetări (apariţii) ale informaţiei de ieşire y_j în totalitatea $\mathfrak{M}$;

lb — logaritm în baza 2.

Pe baza celor de mai sus, în [3] se defineşte, în termenii teoriei informaţiei, un coeficient de siguranţă în funcţionare, pe care-l numim coeficient de siguranţă în funcţionare de speţa a doua de tipul întîi, şi pe care-l notăm cu $S_0(L)$, şi anume:

$$S_0(L) = \frac{1}{n}[H(X) - H(X \mid Y)]. \tag{10}$$

Pe de altă parte, din [5, 7, 8] rezultă că:

$$0 \leqslant I_Y(X) \leqslant H(X) \leqslant n. \tag{11}$$

Din relaţiile (7) — (11) rezultă că:

$$S_0(L) = \frac{1}{n}[\sum_i \sum_j p(y_j)\, p(x_i \mid y_j)\, lb\, p(x_i \mid y_j) - \sum_i p(x_i)\, lbp(x_i)]; \tag{12}$$

$$0 \leqslant S_0(L) \leqslant 1. \tag{13}$$

Fie L_1, L_2 două scheme logice care realizează aceeaşi funcţie logică. Schema L_1 este mai sigură în funcţionare decît schema L_2, în sensul lui S_0, dacă:

$$S_0(L_1) < S_0(L_2) \tag{14}$$

pentru $S_0 \neq 0$.

Întrucît în calculul coeficientului de siguranţă în funcţionare de prima speţă $R(L)$ se iau în considerare numai defecţiuni totale, în timp ce coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul întîi $S_0(L)$ ia în considerare atît defecţiunile, cît şi caracteristicile probabilistice ale cîmpului de intrare, rezultă că $S_0(L)$ reprezintă o caracteristică mai cuprinzătoare şi mai reală a siguranţei în funcţionare a circuitului logic decît $R(L)$.

Pe de altă parte, deoarece $S_0(L)$ nu ia în considerare şi natura defecţiunilor, este necesar un al doilea coeficient de siguranţă în funcţionare în sens informaţional.

1.2. *Definirea coeficientului de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea — $S(L)$*

În cursul funcţionării circuitului logic poate apărea o serie de defecţiuni: $z_k (k = 1,2, \ldots, r)$, care fac ca fiecărei informaţii de intrare $x_i (i = 1,2, \ldots, 2^n)$ şi fiecărei defecţiuni z_k să-i corespundă la ieşirea circuitului o informaţie de ieşire (semnal) $y_{ik} = y(x_i, z_k)$, diferită în general de informaţia de ieşire corespunzătoare funcţionării corecte a circuitului $y(x_i)$.

Se deosebesc două cazuri:

a) $y(x_i, z_k) \not\equiv y(x_i)$,

adică defecţiunea circuitului logic duce la apariţia, la ieşirea acestuia, a unui semnal diferit de semnalul care ar rezulta în absenţa defecţiunii;

b) $y(x_i, z_k) \equiv y(x_i)$,

adică semnalul de la ieşirea circuitului în prezenţa defecţiunii este identic cu semnalul de la ieşirea circuitului cînd acesta funcţionează corect (în absenţa defecţiunii).

Dacă în urma apariţiei unei defecţiuni k, are loc situaţia a), atunci defecţiunea respectivă reprezintă pentru informaţia de intrare x_i o defecţiune esenţială; iar dacă are loc situaţia b), atunci defecţiunea respectivă reprezintă pentru aceeaşi informaţie de intrare o defecţiune neesenţială [9].

Evenimentul constînd în realizarea situaţiei a) sau a situaţiei b), dacă circuitul este defectat, îl notăm, respectiv, cu v^1_{ik} şi v^0_{ik}.

Notăm:

z^1_k — defecţiunea esenţială;

z^0_k — defecţiunea neesenţială;

z_0 — evenimentul constînd în absenţa defecţiunii circuitului (circuitul funcţionează corect);

Z — mulţimea (cîmpul) defecţiunilor;

Z_1 — mulţimea defecţiunilor esenţiale ale circuitului;

z_0 — mulţimea defecţiunilor neesenţiale ale circuitului,

adică:

$$z_k = \begin{cases} z_k^1 \in Z_1 \subset Z \\ z_k^0 \in Z_0 \subset Z; \end{cases}$$

$$Z = Z_1 + Z_0;$$

$$\bigcup_k z_k = 1;$$

$Y(X, z_0) \equiv Y(X)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire distincte cînd circuitul funcţionează corect;

$Y(X, z_k)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire (cîmpul informaţiei de ieşire) pentru defecţiunea z_k;

$Y(x_i, Z)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire în prezenţa oricărei defecţiuni pentru informaţia x_i;

$Y(X, z_k^1)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire pentru defecţiunea esenţială z_k^1;

$Y(X, z_k^0)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire pentru defecţiunea neesenţială z_k^0,

adică:

$$Y(X, z_k^1) \subset Y(X, z_k);$$

$$Y(X, z_k^0) \subset Y(X, z_k);$$

$$Y(X, z_k^1) + Y(X, z_k^0) = Y(X, z_k),$$

unde:

$$Y(X, z_k^1) \not\equiv Y(X); \quad Y(X, z_k^0) \equiv Y(X);$$

$Y(X, Z_1)$ — mulţimea informaţiilor de ieşire pentru toate defecţiunile esenţiale ale circuitului;

$Y(X, Z_0$ — mulţimea informaţiilor de ieşire pentru toate defecţiunile neesenţiale ale circuitului,

adică:

$$Y(X, Z_1) \subset Y(X, Z);$$

$$Y(X, Z_0) \subset Y(X, Z);$$

$$Y(X, Z_1) + Y(X, Z_0) = Y(X, Z),$$

unde:

$$Y(X, Z_1) \not\equiv Y(X);$$

$$Y(X, Z_0) \equiv Y(X);$$

V_k^1 — mulţimea evenimentelor v_{ik}^1 pentru toate informaţiile de intrare;

V_k^0 — mulţimea evenimentelor v_{ik}^0 pentru toate informaţiile de intrare;

V_k — cîmpul evenimentelor v_{ik}^1 şi v_{ik}^0 pentru toate informaţiile de intrare,

adică:

$$v_{ik}^0 \in V_k^0 \subset V_k;$$

$$v_{ik}^1 \in V_k^1 \subset V_k;$$

$$v_{ik} = v_{ik}^0 \cup V_{ik}^1;$$

$$V_k^1 + V_k^0 = V_k;$$

$$V_k^1 \cup V_k^0 = 1.$$

Conform notaţiilor de mai sus, în determinarea coeficientului de siguranţă în funcţionare de prima speţă R(L) se presupune totdeauna că:

$$z_k^0 = 0;$$

$$z_k^1 = z_k,$$

adică:

$$Z_0 = 0;$$

$$Z = Z_1,$$

de unde rezultă că:

$$Y(X, z_k) = \begin{cases} Y(X, z_k^1) \equiv Y(X) \\ Y(X, z_k^0) = 0 \end{cases}$$

şi:

$$Y(X, Z) = \begin{cases} Y(X, Z_1) \not\equiv Y(X) \\ Y(X, Z_0) = 0. \end{cases}$$

Notăm de asemenea cu:

$p(z_k)$ — probabilitatea apariţiei defecţiunii z_k;

$p(z_k^1)$ — probabilitatea apariţiei defecţiunii esenţiale z_k^1;

$p(z_k^0)$ — probabilitatea apariţiei dfecţiunii neesenţiale z_k^0;

$p(z_k/x_i)$ — probabilitatea condiţionată a apariţiei defecţiunii z_k, dacă la intrare a apărut informaţia x_i;

$p(x_i|z_k)$ — probabilitatea condiţionată a apariţiei informaţiei de intrare x_i în prezenţa defecţiunii z_k;

$p(x_i, z_k)$ — probabilitatea apariţiei informaţiei de intrare x_i şi defecţiunii z_k;

$p(v_k^u)$ — probabilitatea realizării situaţiei a $(u = 1)$ sau b $(u = 0)$, dacă circuitul defectat prezintă defecţiunea k, oricare ar fi informaţia de intrare x_i, adică:

$$p(v_k^u) = \begin{cases} p(y_{ik} \not\equiv y(x_i)|z_k) \text{ pentru } u = 1 \\ p(y_{ik} \equiv y(x_i)|z_k) \text{ pentru } u = 0; \end{cases}$$

$p(v_k^u|x_i)$ — probabilitatea condiţionată a realizării situaţiei a $(u = 1)$ sau b $(u = 0)$ dacă circuitul defectat prezintă defecţiunea k, iar informaţia de intrare este x_i, adică:

$$p(v_k^u|x_i) = \begin{cases} p(y_{ik} \not\equiv y(x_i)|z_k, x_i) \text{ pentru } u = 1 \\ p(y_{ik} \equiv y(x_i)|z_k, x_i) \text{ pentru } u = 0; \end{cases}$$

$p(x_i \mid v_k^u)$ - probabilitatea condiţionată a apariţiei informaţiei de intrare x_i, dacă în circuitul defectat s-a realizat situaţia a ($u = 1$) sau b ($u = 0$), în cazul defecţiunii k, adică:

$$p(x_i \mid v_k^u) = \begin{cases} p(x_i \mid z_k, y_{ik} \not\equiv y(x_i) \text{ pentru } u = 1 \\ p(x_i \mid z_k, y_{ik} \equiv y(x_i) \text{ pentru } u = 0; \end{cases}$$

$p(v_i^u)$ — probabilitatea realizării situaţiei a ($u = 1$) sau b ($u = 0$), dacă informaţia de intrare este x_i, oricare ar fi defecţiunea k, adică:

$$p(v_i^u) = \begin{cases} p(y_{ik} \not\equiv y(x_i) \mid x_i) \text{ pentru } u = 1 \\ p(y_{ik} \equiv y(x_i) \mid x_i) \text{ pentru } u = 0; \end{cases}$$

$H(X \mid V_k)$— gradul de nedeterminare al informaţiei de intrare la obţinerea informaţiei despre evenimentele v_k^u;

$I_{V_k}(X)$ — cantitatea medie de informaţie despre cîmpul de intrare X conţinută în cîmpul V_k.

Informaţia de intrare a unui element logic nu depinde de defecţiunile acestuia; dependentă de aceste defecţiuni este numai informaţia de ieşire, care datorită defecţiunilor circuitului se poate transforma din „0" logic în „1" logic şi invers.

Presupunem de asemenea că orice informaţie de intrare este corectă ca amplitudine, fronturi, adică este totdeauna fie „0", fie „1"* şi că orice perturbare a sa duce numai la transformarea lui „0" în „1" sau invers. Atunci pentru un circuit logic dat se poate considera că informaţia de intrare a acestuia şi defecţiunile sale sînt mărimi statistic independente. În acest caz, dacă nu se iau în considerare probabilităţile de trecere a semnalului „0" în „1" şi invers, ci numai probabilităţile absolute că la intrare este semnalul „1" sau „0", se obţine:

$$\left.\begin{aligned} p(x_i, z_k) &= p(x_i)\, p(z_k) \\ p(x_i \mid z_k) &= p(x_i) \\ p(z_k \mid x_i) &= p(z_k) \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

Totodată:

$$p(v_k^u) = \frac{n_{v_k}^u}{2^n}; \qquad (16)$$

$$p(v_i^u) = \frac{n_{v_i}^u}{r}; \qquad (17)$$

$$p(x_i \mid v_k^u) = \frac{p(x_i)\, p(v_k^u \mid x_i)}{p(v_k^u)}, \qquad (18)$$

deoarece:

$$\frac{p(x_i)\, p(v_k^1 \mid x_i)}{p(v_k^1)} = \frac{p(y_{ik} \not\equiv y(x_i) \mid z_k, x_i)\, p(x_i)}{p(y_{ik} \not\equiv y(x_i) \mid z_k)} =$$

$$= \frac{p(z_k, x_i, y_{ik} \not\equiv y(x_i)\, p(x_i) p(z_k)}{p(z_k, x_i)\, p(y_{ik} \not\equiv y(x_i), z_k)} =$$

$$= \frac{p(z_k, x_i, y_{ik} \not\equiv y(x_i)) p(x_i) p(z_k)}{p(z_k)\, p(x_i)\, p(y_{ik} \not\equiv y(x_i), z_k)} =$$

$$= \frac{p(z_k, x_i, y_{ik} \not\equiv y(x_i))}{p(y_{ik} \not\equiv y(x_i), z_k)} = p(x_i \mid z_k,$$

$$y_{ik} \not\equiv y(x_i)) = p(x_i \mid v_k^1)$$

şi în mod asemănător:

$$p(x_i \mid v_k^0) = \frac{p(x_i)\, p(v_k^0 \mid x_i)}{p(v_k^0)};$$

de unde rezultă:

$$H(X \mid V_k) = -\sum_u \sum_i p(v_k^u)\, p(x_i \mid v_k^u)\, lb\, p(x_i \mid v_k^u); \qquad (19)$$

$$I_{V_k}(X) = H(X) - H(X \mid V_k), \qquad (20)$$

unde s-a notat cu:

$n_{v_k}^u$ — numărul de repetări (apariţii) ale evenimentului v_k^u în mulţimea $Y(X, z_s)$;

$n_{v_i}^u$ — numărul de repetări (apariţii) ale evenimentului v_i^u în mulţimea $Y(x_i, Z)$.

Pe baza consideraţiilor de mai sus, coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea, pe care-l notăm cu $S(L)$, se defineşte ca media M a variabilei:

$$\eta_k = \frac{1}{n} I_{V_k}(X),$$

adică:

$$S(L) = M(\eta_k) = M\left[\frac{1}{n} I_{V_k}(X)\right] =$$

$$= \frac{1}{n} \sum_k p(z_k) \left[\sum_u \sum_i p(v_k^u)\, p(x_i \mid v_k^u)\, lb\, p(x_i \mid v_k^u) - \right.$$

$$\left. - \sum_i p(x_i)\, lb\, p(x_i)\right].$$

de unde:

$$S(L) = \frac{1}{n} \sum_k p(z_k) \left\{ - \sum_i p(x_i)\, lb\, p(x_i) + \right.$$

$$+ \sum_i [p(y_{ik} \not\equiv y(x_i) \mid z_k)\, p(x_i \mid z_k, y_{ik} \not\equiv y(x_i)) \cdot$$

$$\cdot lb\, p(x_i \mid z_k, y_{ik} \not\equiv y(x_i)) +$$

$$+ p(y_{ik} \equiv y(x_i) \mid z_k)\, p(x_i \mid z_k, y_{ik} \equiv y(x_i)) \cdot$$

$$\left. \cdot lb\, p(x_i \mid z_k, y_{ik} \equiv y(x_i))] \right\}. \qquad (21)$$

Din [8] se ştie că:

$$I_{V_k}(X) \leqslant H(X) \leqslant lb\, 2^n = n;$$

---

* Aşa de exemplu, pentru sistemul UNILOG A, semnalele logice „0" şi „1" au respectiv următoarele caracteristici [12]:
„1" — 12 ... —24 V;
„0" 0 ... — 0,2 V.
Durata minimă a semnalului de intrare 50 μs.
Durata maximă a fronturilor la ieşire (pentru NICI) 14 μs.
Frecvenţa maximă de lucru 5 kHz.

atunci :

$$\eta_k \leqslant 1.$$

Ţinînd seamă de proprietăţile valorii medii [6] şi de faptul că [8] :

$$I_{Y_k}(X) \geqslant 0,$$

rezultă că :

$$0 \leqslant S(L) \leqslant 1. \qquad (22)$$

Dacă toate defecţiunile circuitului logic sînt sau esenţiale sau neesenţiale, atunci $S(L) = 0$ (anexa 2), iar dacă $p(v_k^1) = p(v_k^0) = \frac{1}{2}$, oricare ar fi k, atunci coeficientul $S(L) = \frac{1}{n}$ (fig. 4).

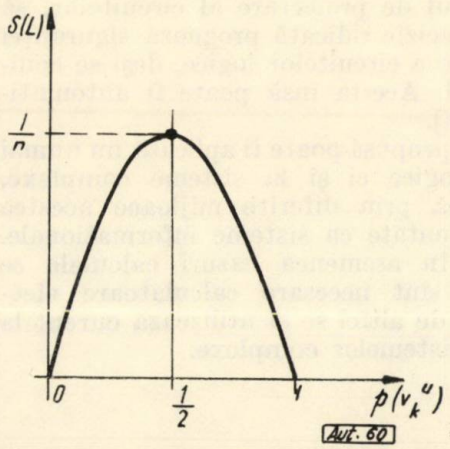


Fig. 4

Este de semnalat că este util să se folosească calculul coeficientului de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea $S(L)$, (21), numai atunci cînd :

$$0 \leqslant p(v^1) = \frac{\sum_k n_{v_k^1}}{r \cdot 2^n} \leqslant \frac{1}{2}, \qquad (23)$$

adică atunci cînd totalitatea defecţiunilor esenţiale nu depăşeşte totalitatea defecţiunilor neesenţiale.

Dacă :

$$\frac{1}{2} < p(v^1) \leqslant 1, \qquad (24)$$

atunci se poate renunţa la calculul coeficientului de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea $S(L)$ al circuitului logic L şi se poate conchide că circuitul nu se poate utiliza pentru scopurile pentru care a fost realizat (şi anume realizarea funcţiei logice f), ci pentru realizarea funcţiei logice $\bar{f}$.

Dacă defecţiunea k este esenţială pentru oricare x_i, atunci circuitul logic se comportă ca un sistem informaţional fără detecţie şi corecţie de erori. Dacă această defecţiune este neesenţială pentru α din 2^n informaţii de intrare posibile, atunci circuitul logic se comportă ca un sistem informaţional cu autocorecţie pentru α erori ($0 \leqslant \alpha \leqslant 2^n$).

Întrucît coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea $S(L)$ ia în considerare atît defecţiunile esenţiale cît şi cele neesenţiale, cum şi caracteristicile probabilistice ale cîmpului informaţiilor de intrare şi ale defecţiunilor, el reprezintă o caracteristică mai cuprinzătoare şi mai reală a siguranţei în funcţionare a circuitelor logice decît coeficienţii $R(L)$ şi $S_0(L)$.

Fie L_1 şi L_2 două circuite logice care realizează aceeaşi funcţie logică. Circuitul L_1 este mai sigur în funcţionare decît circuitul L_2, după criteriul lui $S(L)$, dacă pentru $S(L) \neq 0$:

$$S(L_1) < S(L_2), \qquad (25)$$

unde $S(L^\xi)$ este coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea al circuitului L_ξ ($\xi = 1,2$).

★

Cei trei coeficienţi de siguranţă în funcţionare $R(L)$, $S_0(L)$, $S(L)$, definiţi mai sus, nu caracterizează complet siguranţa în funcţionare a circuitului logic. Primul caracterizează siguranţa acestuia în ipoteza că orice defecţiune este o defecţiune esenţială, al doilea — pierderea medie de informaţie în circuitul logic, iar al treilea — surplusul de siguranţă în funcţionare, exprimat în limbajul teoriei informaţiei, obţinut ca urmare a studierii defecţiunilor circuitelor ca esenţiale şi neesenţiale şi cu luarea în considerare a probabilităţilor de apariţie a informaţiilor de intrare.

Deci, pentru aprecierea siguranţei în funcţionare este necesar şi un coeficient complex de siguranţă în funcţionare.

2. Definirea coeficientului complex de siguranţă în funcţionare — $U(L)$

Apreciere complexă a siguranţei în funcţionare a circuitului, ţinînd seamă de funcţionarea sa fără defecţiuni, cum şi de natura defecţiunilor şi caracteristicile probabilistice ale intrării circuitului, se poate face cu ajutorul următorilor coeficienţi :

$U_{ik}(L)$ — probabilitatea ca, în momentul de timp dat, semnalul obţinut la ieşirea circuitului y_j coincide cu $y(x)$, dacă informaţia de intrare este x_i, iar defecţiunea este k ;

$U_k(L)$ — probabilitatea ca, în momentul de timp dat, semnalul obţinut la ieşire y_j coincide cu $y(x)$, dacă defecţiunea este k ;

$U_i(L)$ — probabilitatea ca, în momentul de timp dat, semnalul obţinut la ieşire y_j coincide cu $y(x)$, dacă informaţia de intrare este x_i ;

$U(L)$ — probabilitatea ca, în momentul de timp dat, semnalul obţinut la ieşire y_i coincide cu $y(x)$ sau pe scurt coeficientul complex de siguranţă în funcţionare.

Aceşti coeficienţi se calculează astfel :

$$U_{ik}(L)=R(L+[1-R(L)]p(x_i,z_k,y_{ik}\equiv y(x_i)); \quad (26)$$

$$U_k(L)=R(L)+[1-R(L)]\sum_i p(x_i,z_k,y_{ik}\equiv y(x_i)); \quad (27)$$

$$U_i(L)=R(L)+[1-R(L)]\sum_k p(x_i,z_k,y_{ik}\equiv y(x_i)); \quad (28)$$

$$U(L)=R(L)+[1-R(L)]\sum_i\sum_k p(x_i,z_k,y_{ik}\equiv y(x_i)). \quad (29)$$

Dar :

$$p(x_i,z_k,y_{ik}\equiv y(x_i))=p(x_i))\,p(z_k\mid x_i)\,p\,[y_{ik}\equiv \equiv y(x_i)\mid z_k,x_i]. \quad (30)$$

Din (15) şi (30) rezultă, pentru (26)—(29), că :

$$U_{ik}(L)=R(L)+[1-R(L)]\,p(x_i)\,p(z_k)\,p[y_{ik}\equiv \equiv y(x_i)\mid z_k,x_i]; \quad (31)$$

$$U_k(L)=R(L)+[1-R(L)]\,p(z_k)\sum_i p(x_i)p[y_{ik}\equiv \equiv y(x_i)\mid z_k,x_i]; \quad (32)$$

$$U_i(L)=R(L)+[1-R(L)]\,p(x_i)\sum_k p(z_k)p[y_{ik}\equiv \equiv y(x_i)\mid z_k,x_i]; \quad (33)$$

$$U(L)=R(L)+[1-R(L)]\sum_i\sum_k p(x_i)p(z_k)\;p[y_{ik}\equiv \equiv y(x_i)\mid z_k,x_i], \quad (34)$$

unde :

$$p[y_{ik}\equiv y(x_i)\mid z_k,x_i]=\begin{cases}1 \text{ dacă } y_{ik}\equiv y(x_i)\\ 0 \text{ dacă } y_{ik}\not\equiv y(x_i).\end{cases} \quad (35)$$

În lucrare s-a subliniat că un circuit logic este în realitate nesigur în funcţionare numai dacă semnalul de ieşire, faţă de un semnal de intrare dat („0" sau „1"), este eronat, adică este diferit de cel corespunzător funcţionării corecte a circuitului (are loc o defecţiune esenţială). În caz contrar (defecţiunea neesenţială), circuitul este sigur în funcţionare. Deci circuitul logic este nesigur în funcţionare numai dacă simultan au loc anumite combinaţii ale defecţiunilor circuitului şi ale valorilor semnalelor de intrare ale acestui circuit. Evident că suma probabilităţilor acestor combinaţii este mai mică decît suma probabilităţilor tuturor defecţiunilor posibile (esenţiale şi neesenţiale) ale circuitului logic. Coeficientul $U(L)$ ia în considerare prima din aceste sume de probabilităţi, iar coeficientul $R(L)$ pe a doua. De aceea $U(L)>R(L)$, aşa cum rezultă din relaţia (34).

Fie L_1 şi L_2 două circuite logice care realizează aceeaşi funcţie logică. Circuitul L_1 este mai sigur în funcţionare decît circuitul L_2, după criteriul $U(L)$, dacă pentru $U(L)\neq 0$:

$$U(L_1)>U(L_2), \quad (36)$$

unde $U(L_\xi)$ este coeficientul complex de siguranţă în funcţionare al circuitului L_ξ ($\xi=1,2$).

3. Concluzii

1. Siguranţa în funcţionare a circuitelor logice $R(L)$, calculată după formulele clasice, are o valoare mai mică decît cea reală, deoarece acest calcul ia în considerare numai starea circuitului şi a elementelor sale (defectate sau nu), numărul şi tipul elementelor circuitelor şi modul lor de conectare în circuit.

2. Siguranţa în funcţionare a circuitelor depinde însă şi de natura şi consecinţele defecţiunilor posibile şi de caracteristicile probabilistice ale informaţiei de intrare. De aceea în prezenta lucrare sînt prezentaţi parametrii siguranţei în funcţionare $S_0(L)$, $S(L)$ şi $U(L)$, care ţin seamă de aceşti factori şi care au avantajul că nu sînt funcţie de timp.

3. Metoda prezentată în lucrare permite, încă în stadiul de proiectare al circuitelor, să se facă cu precizie ridicată prognoza siguranţei în funcţionare a circuitelor logice, deşi se complică calculul. Acesta însă poate fi automatizat [13], [14].

4. Metoda propusă poate fi aplicată nu numai la circuite logice ci şi la sisteme complexe, ştiut fiind că prin diferite mijloace acestea pot fi reprezentate ca sisteme informaţionale. Evident că în asemenea cazuri calculele se complică şi sînt necesare calculatoare electronice, care de altfel se şi utilizează curent la proiectarea sistemelor complexe.

ANEXA 0

Calculul siguranţei în funcţionare cu ajutorul formulei probabilităţii totale

În funcţie de sistemul logic funcţional complet utilizat, schemele pot fi construite din elemente diferite (cazul I) sau din elemente identice (cazul II).

I. Fie A — evenimentul aleatoriu care se realizează cînd schema funcţionează corect :

N_μ — evenimentul aleatoriu care constă în faptul că un element fixat (μ) funcţionează corect ;

$P(N_\mu)=p_\mu$;

$P(\overline{N}_\mu)=\overline{p}_\mu$;

$P(A\mid N_\mu)=f_\mu$ — probabilitatea funcţionării corecte a schemei L, cînd elementul μ funcţionează corect ;

$P(A\mid \overline{N}_\mu)=f_{\overline{\mu}}$ — probabilitatea funcţionării corecte a schemei L, cînd elementul μ este defectat.

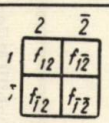
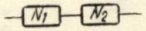
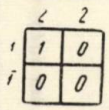
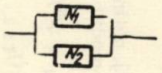
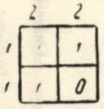
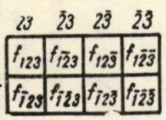
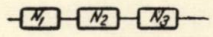
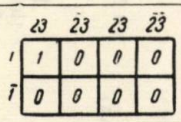
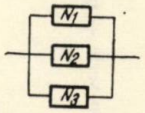
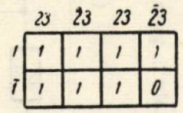
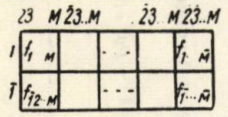
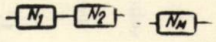
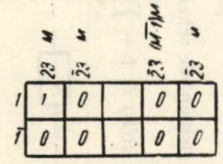
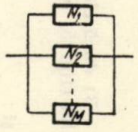
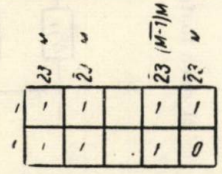
Pe baza notaţiilor de mai sus, aplicînd formula probabilităţii totale [6, 8] se obţine :

$$R(L)=P(A)=P(N_\mu)\,P(A\mid N_\mu)+P(\overline{N}_\mu)\,P(A\mid \overline{N}_\mu)$$

sau :

$$R(L)=p_\mu f_\mu+(1-p_\mu)f_{\overline{\mu}}. \quad (A1)$$

Astfel siguranţa în funcţionare a schemei L, adică probabilitatea funcţionării corecte a schemei, este egală cu produsul dintre probabilitatea funcţionării corecte a elementului μ în condiţiile date şi în intervalul de timp dat şi probabilitatea condiţionată a funcţionării corecte a schemei dacă elementul μ funcţionează corect, plus produsul dintre probabilitatea funcţionării necorecte (defectării) în condiţiile şi în intervalul de timp dat a elementului μ şi probabilitatea condiţionată a

Nr. elemente	Schema	Probabilităţi de trecere	Diagrama probabilităţilor conditionate $f_{\mu,\bar{\nu}}$	Coeficientul de siguranţă în funcţionare R (L) pentru schema realizată cu: elemente diferite	elemente identice
	conectarea oarecare a elementelor componente			$p_1 p_2 f_{12} + p_1 \bar{p}_2 f_{1\bar{2}} + \bar{p}_1 p_2 f_{\bar{1}2} + \bar{p}_1 \bar{p}_2 f_{\bar{1}\bar{2}}$	$p^2 f_{12} + p\bar{p}(f_{1\bar{2}} + f_{\bar{1}2}) + \bar{p}^2 f_{\bar{1}\bar{2}}$
2		$f_1 = p_2 f_{12} + \bar{p}_2 f_{1\bar{2}}$ $f_{\bar{1}} = p_2 f_{\bar{1}2} + \bar{p}_2 f_{\bar{1}\bar{2}}$		$p_1 p_2$	p^2
				$p_1 + \bar{p}_1 p_2$	$p(2-p)$
	conectarea oarecare a elementelor componente			$p_1 p_2 p_3 f_{123} + p_1 p_2 \bar{p}_3 f_{12\bar{3}} + p_1 \bar{p}_2 p_3 f_{1\bar{2}3} + p_1 \bar{p}_2 \bar{p}_3 f_{1\bar{2}\bar{3}} + \bar{p}_1 p_2 p_3 f_{\bar{1}23} + \bar{p}_1 p_2 \bar{p}_3 f_{\bar{1}2\bar{3}} + \bar{p}_1 \bar{p}_2 p_3 f_{\bar{1}\bar{2}3} + \bar{p}_1 \bar{p}_2 \bar{p}_3 f_{\bar{1}\bar{2}\bar{3}}$	$p^3 f_{123} + p^2\bar{p}(f_{\bar{1}23} + f_{1\bar{2}3} + f_{12\bar{3}}) + p\bar{p}^2(f_{\bar{1}\bar{2}3} + f_{1\bar{2}\bar{3}} + f_{\bar{1}2\bar{3}}) + \bar{p}^3 f_{\bar{1}\bar{2}\bar{3}}$
3		$f_{12} = p_3 f_{123} + \bar{p}_3 f_{12\bar{3}}$ $f_{\bar{1}2} = p_3 f_{\bar{1}23} + \bar{p}_3 f_{\bar{1}2\bar{3}}$ $f_{1\bar{2}} = p_3 f_{1\bar{2}3} + \bar{p}_3 f_{123}$ $f_{\bar{1}\bar{2}} = p_3 f_{\bar{1}\bar{2}3} + \bar{p}_3 f_{\bar{1}\bar{2}\bar{3}}$		$p_1 p_2 p_3$	p^3
				$p_1 + \bar{p}_1 p_2 + \bar{p}_1 \bar{p}_2 p_3$	$p^3 - 3p^2 + 3p$
	conectarea oarecare a elementelor componente			$\sum_{N=0}^{M} \left[\sum_{\{\mu,\nu\}} \prod_{\mu} p_\mu \prod_{\nu \neq \mu} \bar{p}_\nu f_{\mu,\bar{\nu}} \right]$	$\sum_{N=0}^{M} \left[p^N \bar{p}^{M-N} \sum_{\{\mu,\nu\}} f_{\mu,\bar{\nu}} \right]$
M		$f_{12\cdots(M-1)} = p_M f_{12\cdots M} + \bar{p}_M f_{12\cdots(M-1)\bar{M}}$ $f_{\bar{1}\bar{2}\cdots(\overline{M-1})} = p_M f_{\bar{1}\bar{2}\cdots(\overline{M-1})M} + \bar{p}_M f_{\bar{1}\bar{2}\cdots\bar{M}}$		$\prod_{\mu=1}^{M} p_\mu$	p^M
				$1 - \prod_{\mu=1}^{M} \bar{p}_\mu$	$1-(1-p)^M$

funcționării corecte a schemei, dacă elementul dat este defectat (nu funcționează corect).*

Probabilitățile condiționate f_μ și $f_{\bar{\mu}}$ se determină din schema logică pentru calculul siguranței în funcționare în ipoteza că elementul μ funcționează corect sau, respectiv, în ipoteza că acest element nu funcționează corect.

Schema logică pentru calculul siguranței în funcționare reprezintă schema bloc a funcționării corecte a sistemului studiat [7, 9]. Întrucît aceste scheme nu se reduc totdeauna la conectarea în serie sau în paralel a elemenetelor, este necesar să fie studiat atît cazul general, cît și conectarea serie și paralel a elementelor componente.

Pentru o schemă formată dintr-un singur element, relația (A1) devine :

$$R(L) = p_1 f_1 + (1 - p_1) f_{\bar{1}} . \tag{A2}$$

Schema compunîndu-se dintr-un singur element :

$$f_1 = 1, \; f_{\bar{1}} = 0$$

și relația (A2) devine formula îndeobște cunoscută a coeficientului de siguranță în funcționare a schemei cu un singur element :

$$R(L) = p_1 = p. \tag{A3}$$

Pentru scheme formate din două sau mai multe elemente, cu ajutorul formulei probabilității totale se obțin datele ce au fost înscrise în tabela 1.

Astfel, prin inducție, se găsește că acest coeficient de siguranță în funcționare este dat de relația (1).

Din relația (1) rezultă :

1) dacă toate elementele schemei sînt conectate în serie :

$$R(L) = \prod_{\mu=1}^{M} p_\mu ;$$

2) dacă toate elementele schemei sînt conectate în paralel :

$$R(L) = 1 - \prod_{\mu=1}^{M} (1 - p_\mu) ; \tag{A4}$$

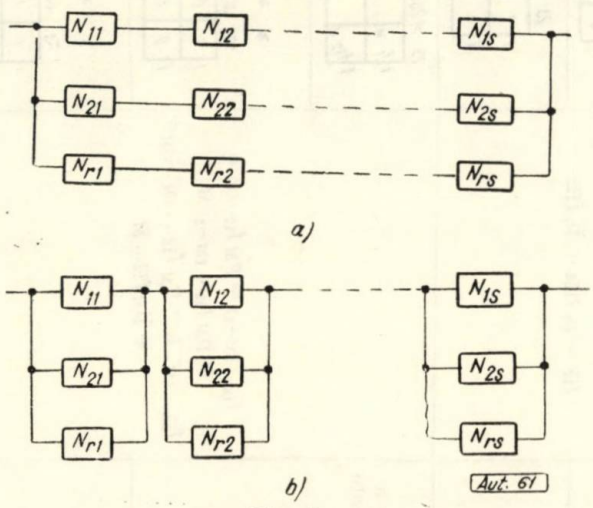


Fig. 5

3) dacă elementele schemei sînt conectate în serie — paralel (fig. 5, *a*) :

$$p_{\mu\nu} = P(N_{\mu\nu})$$

și :

$$R(L) = 1 - \prod_{\mu=1}^{r} \left[1 - \prod_{\nu=1}^{s} p_{\mu\nu} \right] ; \tag{A5a}$$

4) dacă elementele schemei sînt conectate în paralel — serie (fig. 5, *b*) :

$$R(L) = \prod_{\nu=1}^{s} \left[1 - \prod_{\mu=1}^{r} \left(1 - p_{\mu\nu} \right) \right], \tag{A6a}$$

unde :

r este numărul elementelor conectate în paralel ;

s — numărul elementelor conectate în serie.

În general, deoarece cazurile conectării tuturor elementelor schemei în serie sau în paralel sînt cazuri extreme, rezultă :

$$\prod_{\mu=1}^{M} p_\mu \leqslant R(L) \leqslant 1 - \prod_{\mu=1}^{M} (1 - p_\mu). \tag{A7a}$$

II. Formulele celui de al doilea caz (schema realizată cu M elemente de același tip) se obțin din cele ale primului caz, pentru :

$$p_1 = p_2 = \ldots = p_\mu = \ldots = p_M = p.$$

Ele sînt date de tabela 1 precum și de similarele relațiilor (1), (A5a) — (A7a), și anume :

$$R(L) = \sum_{N=0}^{M} \left[p^N \bar{p}^{M-N} \sum_{\{\mu,\, \bar{\nu}\}} f_{\mu,\, \bar{\nu}} \right]^* ; \tag{A4b}$$

$$R(L) = 1 - (1 - p^s)^r ; \tag{A5b}$$

$$R(L) = [1 - (1 - p)^r]^s ; \tag{A6b}$$

$$p^M \leqslant R(L) \leqslant 1 - (1 - p)^M. \tag{A7b}$$

ANEXA 1

Calculul lui $R(L)$

În tabela 2, s-a indicat diagrama probabilităților condiționate $f_{\mu,\, \bar{\nu}}$, care este aceeași oricare ar fi circuitele L_ξ ($\xi = 1, 2, 3$).

Tabela 2

	34	$\bar{3}4$	$3\bar{4}$	$\bar{3}\bar{4}$
12	1	$\frac{7}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{4}{8}$
$\bar{1}2$	$\frac{7}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{4}{8}$
$1\bar{2}$	$\frac{7}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{4}{8}$
$\bar{1}\bar{2}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{4}{8}$

În baza relației (1), notînd cu p — probabilitatea de funcționare corectă a unui modul NICI și cu $\bar{p} = 1 - p$, rezultă că :

$$R(L) = p^4 f_{1\,2\,3\,4} + p^3 \bar{p} (f_{1\,2\,3\,\bar{4}} + f_{1\,2\,\bar{3}\,4} + f_{1\,\bar{2}\,3\,4} + f_{\bar{1}\,2\,3\,4}) + p^2 \bar{p}^2 (f_{1\,2\,\bar{3}\,\bar{4}} + f_{1\,\bar{2}\,3\,\bar{4}} + f_{\bar{1}\,\bar{2}\,3\,4} + f_{\bar{1}\,2\,3\,\bar{4}} + f_{1\,\bar{2}\,\bar{3}\,4} + f_{\bar{1}\,2\,\bar{3}\,4}) + p\,\bar{p}^3 (f_{1\,\bar{2}\,\bar{3}\,\bar{4}} + f_{\bar{1}\,2\,\bar{3}\,\bar{4}} + f_{\bar{1}\,\bar{2}\,3\,\bar{4}} + f_{\bar{1}\,\bar{2}\,\bar{3}\,4}) + \bar{p}^4 f_{\bar{1}\,\bar{2}\,\bar{3}\,\bar{4}} . \tag{A8}$$

---

* Se admite, în mod evident, că la momentul inițial ($t = 0$) schema funcționează corect, adică $P(A) = 1$.

* Această formulă este prezentată în [15].

Din relaţia (A8), ţinînd seamă că probabilităţile condiţionate f sînt date de tabela 2, rezultă că coeficientul de siguranţă în funcţionare de prima speţă, pentru circuitele L_ξ ($\xi = 1, 2, 3$), este dat de relaţia (3).

ANEXA 2

Analiza coeficientului $S(L)$

Dacă toate defecţiunile circuitului logic sînt esenţiale, adică dacă :

$$p(v_k^u) = \begin{cases} p(v_k^1) = 1 \\ p(v_k^0) = 0 ; \end{cases} \tag{A9}$$

$$p(v_k^1 \mid x_i) = 1,$$

avînd în vedere relaţia (18), rezultă :

$$p(x_i \mid v_k^1) = p(x_i). \tag{A10}$$

Din relaţiile (A9), (A10) rezultă :

$$H(X \mid V_k) = -\sum_i p(x_i)\, lb\, p(x_i),$$

iar :

$$I_{V_k}(X) = 0.$$

Deci :

$$S(L) = 0.$$

Dacă toate defecţiunile circuitului logic sînt neesenţiale, adică dacă :

$$p(v_k^u) = \begin{cases} p(v_k^0) = 1 \\ p(v_k^1) = 0 ; \end{cases} \tag{A11}$$

$$p(v_k^0 \mid x_i) = 1,$$

avînd în vedere relaţia (18), rezultă :

$$p(x_i \mid v_k^0) = p(x_i), \tag{A12}$$

de unde rezultă iarăşi că :

$$S(L) = 0.$$

ANEXA 3

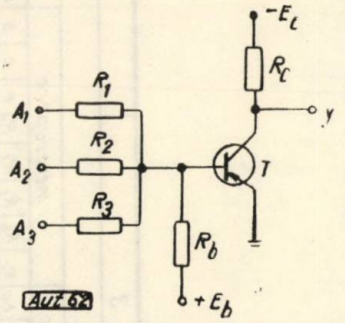
Exemple de calcul al coeficientului de siguranţă în funcţionar de speţa a doua tipul al doilea şi al coeficientului complex de siguranţă în funcţionare

ANEXA 3.1

Calculul coeficientului de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea pentru modulul NICI

Fie un circuit NICI (SAU-NU) cu trei intrări (fig. 6), care realizează funcţia logică $\overline{A_1 + A_2 + A_3}$. Pentru a calcula

F.g. 6.



coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea, $S(L)$, pentru acest circuit, se vor folosi formula (21) şi tabela 3, în ipoteza că informaţiile de intrare sînt echiprobabile :

$$p(x_i) = \frac{1}{8}, \quad i = 1, \ldots, 2^3. \tag{A13}$$

Pe de altă parte, folosind datele din [9, 10], rezultă că :

$$p(z_k) = \begin{cases} \frac{1}{20} \text{ pentru } k = 1, 2, 7 - 11 \\ \frac{1}{40} \text{ pentru } k = 3, 4 \\ \frac{1}{2} \text{ pentru } k = 5 \\ \frac{1}{10} \text{ pentru } k = 6. \end{cases} \tag{A14}$$

Tabela 3

x_i	Variabile de intrare			$y(x) = A_1 + A_2 + A_3$	$y_{ik} = y(x_i, z_k)$											
					întrerupere			scurtcircuit			întrerupere					
	A_1	A_2	A_3		e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_3	R_2	R_1
					1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
x_1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
x_2	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
x_3	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0
x_4	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
x_5	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
x_6	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
x_7	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
x_8	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Tabela 5

Circuitul	x_i	Modulul				1												2												3												4												
		Variabile de intrare				$y_{ik} = y(x_i, z_k)$																																																
					$y(x)=A_1A_2+A_1A_3+A_2A_3$	Intrerupere			s.c.			Intrerupere							s.c			Intrerupere					s.c			Intrerupere					s.c			Intrerupere					s.c			Intrerupere						
		A_1	A_2	A_3		e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_1	R_2	e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_1	R_2	R_3	e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_1	R_2	R_3	e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_1	R_2	R_3	e	c	b	eb	ec	bc	R_c	R_b	R_1	R_2	R_3	k
						1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43		
L_1	x_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0		
	x_2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1		
	x_3	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0		
	x_4	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0		
	x_5	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1		
	x_6	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	–	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1		
	x_7	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1		
	x_8	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	–	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1		
	$p(z_k)$					$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{10}{77}$	$\frac{2}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{10}{77}$	$\frac{2}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	–	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{10}{77}$	$\frac{2}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	–	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{1}{154}$	$\frac{10}{77}$	$\frac{2}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$	$\frac{1}{77}$		
	$p(y_{ik} \neq y(x_i)\|z_k, x_i)$	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0		
		2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1		
		3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0		
		4	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0		
		5	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0		
		6	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0		
		7	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0		
		8	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	–	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	–	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0		
	$p(v'_k)$					$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	–	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	–	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{8}$		

În calcul s-a presupus că are loc una dintre defecţiunile indicate în tabela 3, iar nu şi combinaţiile lor posibile (datorită probabilităţilor nesemnificative de apariţie a acestora). În tabela 3 se arată, de asemenea, funcţiile logice care se realizează de către circuit la funcţionarea fără defecţiuni şi la apariţia uneia dintre cele 11 tipuri de defecţiuni luate în considerare.

Tabela 4

i \ k	$p\,(y_{ik} \not\equiv y\,(x_i) \mid z_k, x_i)$										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
2	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
3	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
5	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
6	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
8	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
$p\,(v_k^1)$	7/8	7/8	7/8	7/8	1/8	1/8	1/8	1/8	1/8	1/8	1/8

Din tabela 3 rezultă că $p(v_k^1)$, $p(v_k^1 \mid x_i)$ au valorile ce au fost înscrise în tabela 4. Din tabela 4, relaţia (A14), ţinînd seamă de :

$$p(v_k^0) = 1 - p(v_k^1) \tag{A15}$$

$$p(y_{ik} \equiv y(x_i) \mid x_i, z_k) = 1 - p\,(y_{ik} \not\equiv y(x_i) \mid x_i, z_k)$$

şi de relaţiile (.8), (21), rezultă că coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul al doilea pentru circuitul NICI cu trei intrări, în condiţiile date, este :

$$S\ (\text{NICI}) = 0{,}1851. \tag{A16}$$

ANEXA 3.2

Aprecierea siguranţei în funcţionare a circuitelor din figurile 1—3, după criteriile date de coeficienţii $S\,(L)$ şi $U\,(L)$

Din cele relatate la începutul lucrării, circuitele din figurile 1—3 realizează funcţia logică (2), care poate fi scrisă astfel :

$$T = (A_1 + A_2)\,(A_1 + A_3)\,(A_2 + A_3) \tag{A17}$$

(fig. 1 — circuitul L_1) ;

$$T = (A_1 + A_3)\,(A_1 + A_2 + \overline{A}_3)\,(\overline{A}_1 + A_2 + A_3) \tag{A18}$$

(fig. 2 — circuitul L_2) ;

$$T = (A_1 + A_2 + \overline{A}_3)\,(A_1 + A_3)\,(A_2 + A_3) \tag{A19}$$

(fig. 3 — circuitul L_3).

În tabela 5 s-au indicat toate tipurile de defecţiuni care pot apărea pentru circuitul L_1, semnalele care se realizează la apariţia uneia dintre aceste defecţuni,* probabilităţile $p\,(z_k)$ (folosind datele din [9, 10]), precum şi probabilităţile $p(v_k^1)$, $p(v_k^1 \mid x_i)$.

Asemănător pentru circuitele L_2 şi L_3. Din tabela 5 şi relaţiile (A13), (A15), (18), (21) rezultă că coeficientul de siguranţă în funcţionare de speţa a doua tipul doi, pentru circuitul L_1, este dat de relaţia :

$$S(L_1) = 0{,}2301. \tag{A20}$$

Asemănător se obţine :

$$S(L_2) = 0{,}2303 ; \tag{A21}$$

$$S(L_3) = 0{,}2321. \tag{A22}$$

Din relaţiile (A20) — (A22), avînd în vedere relaţia (25), rezultă că circuitul L_1 este un circuit cu o siguranţă în funcţionare mărită faţă de circuitele L_2, L_3, după criteriul $S(L)$.

Să calculăm coeficientul complex de sigurnaţă în funcţionare $U(L)$ pentru cele trei circuite L_ξ ($\xi = 1, 2, 3$).

Avînd în vedere rezultatele din [10], se găseşte că p — probabilitatea de funcţionare corectă a modulului NICI este egală cu $p = 0{,}997$. Deci, în baza relaţiei (3), se găseşte $R(L_1) = R(L_2) = R(L_3) = 0{,}996$.

Din tabela 5, pe baza relaţiilor (A15), (34), se găseşte că coeficientul complex de siguranţă în funcţionare $U(L)$ este egal cu :

$$U(L_1) = 0{,}999238 ; \tag{A23}$$

$$U(L_2) = 0{,}999229 ; \tag{A24}$$

$$U(L_3) = 0{,}999199. \tag{A25}$$

Din relaţiile (A23) — (A25), în baza relaţiei (36), se găseşte că, şi după criteriul dat de $U(L)$, circuitul L_1 este mai sigur în funcţionare decît circuitele L_2 şi L_3.

BIBLIOGRAFIE

[1] Deatcu, E. *Issledovanie trebovanii i razrabotka blocinih ustroistv telemehaniki dlia podstanţii raspredelitelinih setei.* Disertaţie, Moscova, 1965.

[2] Deatcu, E. *Siguranţa transmisiei şi prelucrării informaţiei numerice.* Comunicare prezentată la a X-a sesiune ştiinţifică a Institutului politehnic Bucureşti, 1966.

[3] Deatcu, E. şi Dobrescu, D. *Contribuţii la studiul siguranţei în funcţionare a circuitelor de comutaţie utilizate în automatizări.* Comunicare prezentată la sesiunea Institutului politehnic Timişoara, 26—27 mai 1967.

[4] Deatcu, E. şi Dobrescu, D. *Siguranţa în funcţionare a circuitelor logice.* Comunicare prezentată la al XIII-lea seminar JUREMA, Zagreb (Iugoslavia), 13—21 aprilie 1968.

[5] Guiaşu, S. şi Theodorescu, R. *Teoria matematică a informaţiei.* Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1966.

[6] Onicescu, O., Mihoc, Gh. şi Ionescu-Tulcea, C. T. *Calculul probabilităţilor şi aplicaţii.* Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1956.

[7] Shannon, C. E. *A mathematical theory of communication.* În : Bell system technical journal, 27, 1948, p. 379—423, 623—656.

[8] Venţel, E. S. *Teoria veroiatnostei,* Moscova, Izdv. Nauka, 1964.

[9] Domaniţkii, S. M. *Rascet nadejnosti loghiceskih elementov i adnotaktnih sistem upravlenia.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **XXVI**, nr. 5, 1965, p. 898—905.

[10] Domanikţii, S. M., Pranghisvili, V. I. *Nadejnie loghiceskie elementi i vthodnie usiliteli s izbitocinoi strukturoi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **XXV**, nr. 4, 1964, p. 555—562.

[11] Deatcu, E. *Caracteristicile probabilistice ale sistemelor de telemecanică.* În : AMC, 10, 1967, p. 65—71.

[12] FEA, IPA. UNILOG tip A. *Sistem de comutaţie statică industrială.* Ediţia 2-a, oct 1968.

[13] Deatcu, E., Dobrescu, D. *Metodă şi program automat de calcul cu ajutorul formulei probabilităţii totale a siguranţei în funcţionare a sistemelor informaţionale.* A 7-a consfătuire ştiinţifică a DCS, 11—14 iunie 1969.

[14] Deatcu, E., Dobrescu, D. *Computer analysis techniques for realibility checking of automation circuits.* În : Proceedings of JUREMA, Zagreb, 1969, vol. **2**, p. 135—148.

[15] Dobrescu, D. *Asupra mărimii siguranţei în funcţionare a circuitelor SAU-EXCLUSIV, realizate cu elemente logice.* În : Automatica şi Electronica, 11 (1967), nr. 3, p. 112—115.

* În cazul defecţiunii întreruperea rezistenţei R_3 din modulul 2 în circuitele L_2 şi L_3, oricare ar fi informaţia de intrare, informaţia de ieşire obţinută este identică cu informaţia ce se obţine în absenţa defecţiunii.

Ing. AL. VINEA şi ing. VL. VINEA

Un algoritm de recunoaştere a formelor plane experimentat pe calculatorul 360/30

Experienţele de simulare a funcţiilor superioare ale creierului uman au dat naştere „inteligenţei artificiale". Nu este vorba despre modelarea creierului în ansamblu, o astfel de ţintă fiind de neatins în prezent, ci de imitarea unor aspecte structurale legate de prelucrarea „inteligentă" a informaţiei.

În general, problemele abordabile de calculator le putem împărţi în două mari clase : prima admite algoritmi care duc la rezultate exacte (sau de o precizie cunoscută) ; a doua clasă de probleme, cum ar fi : traducerea limbilor naturale sau jocul de şah, nu dispune de metode perfecte de rezolvare, ea constituind obiectul „inteligenţei artificiale".

Ignorăm modul în care creierul uman găseşte soluţii la astfel de probleme. Se pare însă că nu atît deducţia logică este cea care predomină, cît stabilirea de asociaţii cu situaţii asemănătoare învăţate anterior. Procesele adaptive (de învăţare) devin deci esenţiale pentru simularea comportamentului inteligent.

Datorită existenţei unor necesităţi imediate, cum ar fi obţinerea unor aparate care să permită citirea ultrarapidă a textelor tipărite sau identificarea particulelor nucleare pe fotografiile luate în camera cu bule, domeniul recunoaşterii automate a formelor plane s-a bucurat de o deosebită atenţie, în cadrul „inteligenţei artificiale".

1. Problema recunoaşterii formelor plane

Conceptul de formă plană reflectă proprietăţile geometrice ale unei figuri. O abstractizare, accesibilă calculatorului, este descrierea formei prin intermediul unui vector n-dimensional cu componente booleene sau reale [4]. Obţinerea acestor componente se face de obicei prin simularea retinei umane cu ajutorul unei matrice de elemente fotosensibile ; explorarea figurilor prin televiziune se bazează în esenţă tot pe această metodă.

Problema recunoaşterii formelor plane constă în separarea unei mulţimi de forme în categorii distincte, independent de unele variaţii individuale. În cazul recunoaşterii literelor, astfel de variaţii pot fi : modificarea proporţiilor diferitelor elemente grafice care compun litera, înclinarea acesteia sau existenţa unor defecte. Cercetările au dat naştere unei largi varietăţi de metode de recunoaştere. O cuprinzătoare trecere în revistă a acestora şi bibliografia completă sînt oferite în [3].

Se remarcă dificultăţi la recunoaşterea literelor scrise de mînă, în care caz procentul de recunoaşteri greşite este de 15 — 20% [3]. Această cifră se poate reduce prin studiul contextului, aici însă intervin probleme de altă natură — statistice [4] sau semantice.

2. Principiul metodei de clasificare

În cele ce urmează se prezintă un model original de definire a noţiunii de formă, aplicabil la clasificarea automată.

— Prin formă simplă în plan se înţelege o curbă închisă, de lungime finită, admiţînd în fiecare punct o tangentă, cu excepţia unui număr finit de puncte unghiulare. O figură multiplu conexă se poate descompune într-un număr finit de forme simple.

— Două forme simple vor fi considerate echivalente dacă se pot aduce la suprapunere prin transformări geometrice euclidiene : translaţii, rotaţii, omotetii.

— Reprezentarea abstractă a formei va fi considerată funcţia $\alpha = \alpha(l)$, unde α este unghiul tangentei la curbă cu axa Ox, iar l este lungimea măsurată pe curbă, începînd de la un punct dat al acesteia. În punctele unghiulare se va considera tangenta „înapoi" faţă de sensul trigonometric.

Se poate reduce forma astfel abstractizată la o mărime standard, corespunzătoare unei lungimi a conturului egală cu unitatea. Se obţine funcţia normată $y = y(x)$, unde $y = \alpha$, $x = l/L$, iar L este lungimea totală a conturului formei. Numim această funcţie funcţia caracteristică a formei simple considerate. Formele echivalente cu o formă dată vor genera o familie de astfel de funcţii, diferind prin translaţii după Oy (provenind din diverse înclinări ale unei forme date) şi prin translaţii orizontale (datorite diferitelor puncte iniţiale). Dacă se consideră spaţiul $\mathfrak{B}$ al funcţiilor caracteristice $y = y(x)$ definite pentru $x \in (0,1]$, cu $y \in R$, fiecare formă simplă admite ca reprezentare un punct P în acest spaţiu. Rezultă că mulţimea formelor echivalente cu o formă dată determină o hipersuprafaţă S în spaţiul $\mathfrak{B}$, generată de punctul reprezentativ P al formei.

Problema recunoaşterii formelor este soluţionată prin definirea unei „distanţe" adecvate între două forme, astfel încît să se satisfacă următoarele două cerinţe :

— două forme „mai asemănătoare" (în sensul intuitiv) să conducă la o distanţă mai mică ;

— două forme echivalente (avînd punctele reprezentative situate pe aceeaşi hipersuprafaţă S) să se afle la o distanţă nulă.

Definim distanţa între două forme F_1 si F_2 în felul următor. Fie funcţiile caracteristice $y = y_1(x)$ şi $y = y_2(x)$, generate respectiv de F_1 şi F_2, avînd drept puncte reprezentative P_1 şi P_2 în $\mathfrak{S}$. Distanţa dintre cele două forme este atunci :

$$\text{dist } (F_1 \text{ şi } F_2) = \min_{P_2' \in S_2} d(P_1, P_2'),$$

unde :

— S_2 este hipersuprafaţa generată de P_2 ;
— minimum se ia după toate punctele $P_2' \in S_2$;
— $d(P_1, P_2) \triangleq \sqrt{\int_0^1 (y_1 - y_2)^2 \mathrm{d}x}$.

Aceasta înseamnă că se caută pe S_2 cel mai apropiat punct de P_1 şi se consideră distanţa faţă de acesta.

Clasificarea unei noi forme F este făcută pe baza acestei definiţii relativ la un set de „forme-etalon", care aparţin unor categorii cunoscute. Fie :

$\{E_i \mid i = 1,2, \ldots, N\}$ setul formelor etalon ;
$\{C_i \mid i = 1,2, \ldots, N\}$ categoriile asociate respectiv acestora.

Se caută $\min_i \text{dist } (F, E_i)$, fie acesta dist (F, E_j). Atunci decizia este în favoarea lui C_j, categoria celui mai apropiat etalon.

Categoria asociată punctelor aceluiaşi domeniu este un invariant faţă de transformările euclidiene. Un set de puncte etalon determină o partiţie a spaţiului $\mathfrak{S}$ în domenii conexe, astfel încît punctele dintr-un domeniu vor aparţine aceleiaşi categorii, dată de etalonul din domeniul respectiv. Este dificil de apreciat apriori tipul suprafeţelor de separaţie între domenii.

3. Descrierea clasificatorului instruibil

Metoda de recunoaştere expusă a fost experimentată pe calculatorul IBM 360/30 ; programul-sursă a fost scris în FORTRAN. Funcţia cititorului foto-optic a fost simulată de introducerea codificată a formelor grafice prin intermediul cartelelor perforate. Modul de instruire-recunoaştere constă în stabilirea unei conversaţii formale între instructorul uman şi calculator, pe baza unor mesaje standard bilaterale. Necesitatea conversaţiei apare în anumite etape ale executării programului, şi anume :

— după introducerea datelor reprezentînd fiecare formă, calculatorului i se comunică dacă aceasta este un model etalon sau o formă care urmează a fi recunoscută ;
— pentru fiecare etalon se mai comunică categoria căreia îi aparţine — un nume simbolic la opţiunea instructorului ;
— în cazul unei forme de recunoscut, calculatorul va comunica, după operaţiile necesare, numele categoriei căreia îi aparţine această formă (rezultatul deciziei) ;
— instructorul trebuie să aprecieze corectitudinea răspunsului ; în cazul unui răspuns greşit (clasificare incorectă), trebuie să se comunice maşinii categoria reală, ceea ce serveşte la corectarea adaptivă a sistemului de clasificare. Etapele pot fi intercalate, în sensul că se pot introduce noi etaloane oricînd în decursul unor experienţe de recunoaştere.

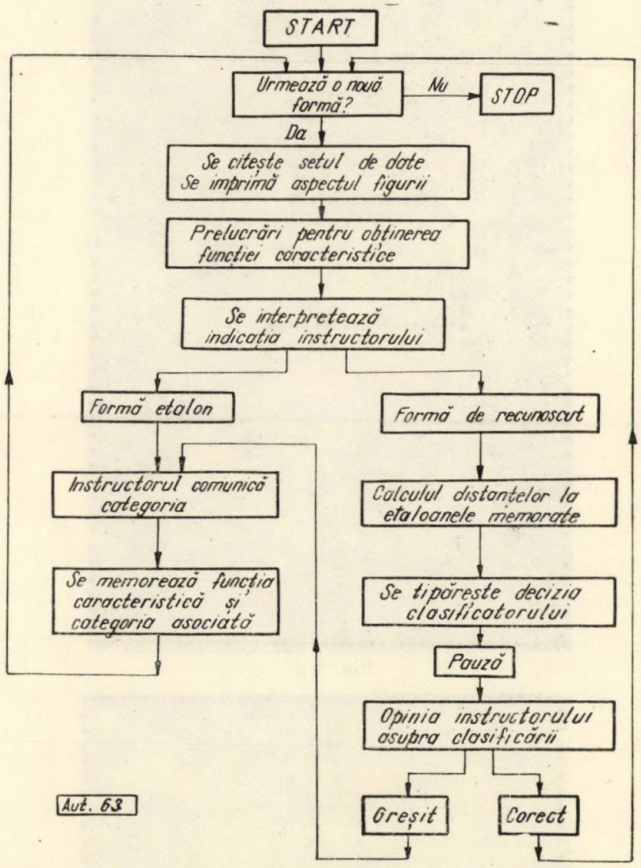


Fig. 1. Organigrama algoritmului de clasificare a formelor plane.

Figura 1 prezintă organizarea generală a programului. Orice figură se codifică iniţial printr-o matrice booleană, ale cărei elemente se obţin din aspectul geometric al figurii respective, suprapuse peste un carelaj de 48 × 50. Această diviziune este suficient de fină pentru a reprezenta unele forme mai complicate, cum ar fi literele de mînă.

O dată cu introducerea elementelor matricei se imprimă şi aspectul grafic al formei corespunzătoare, aşa cum rezultă din cartelele citite.

Algoritmul nu operează direct asupra matricelor booleene, ci construieşte funcţia caracteristică $y = y(x)$ în următoarele etape :

— se corectează micile defecte ale figurii, pe baza relaţiei de vecinătate :

$$a_{ij}^* = \bigvee_{k=i-1}^{i+1} \bigvee_{l=j-1}^{j+1} a_{kl},$$

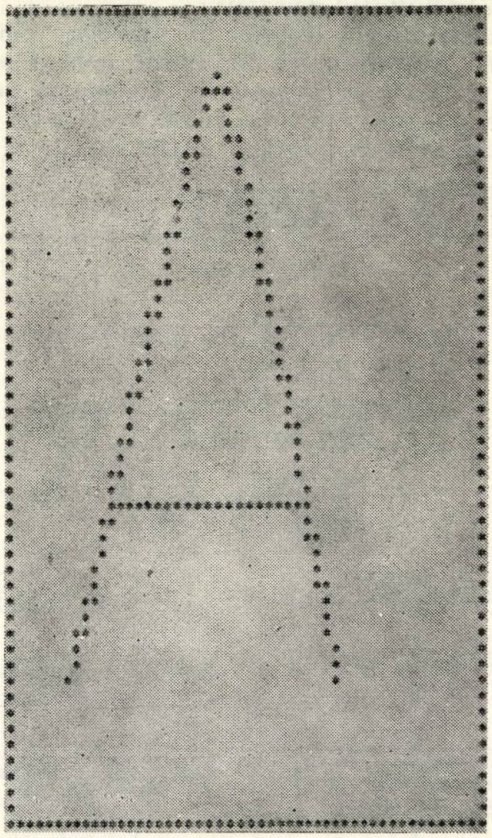


Fig. 2 *a*

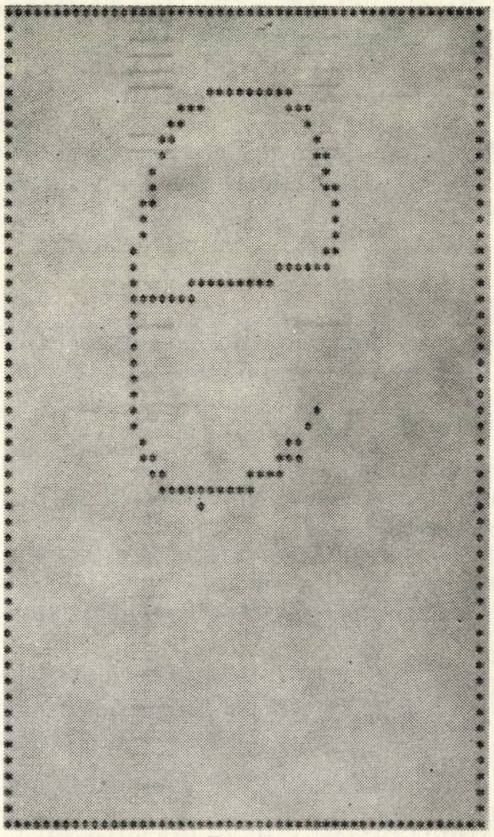


Fig. 3 *a*

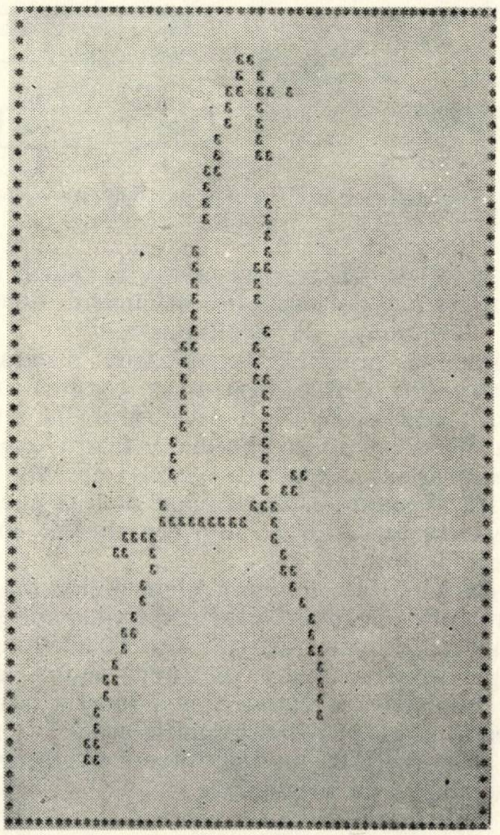


Fig. 2 *b*

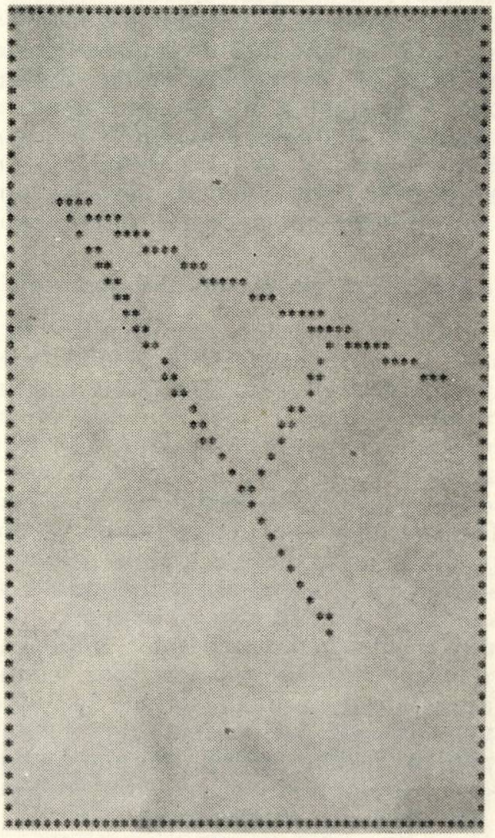


Fig. 2 *c*

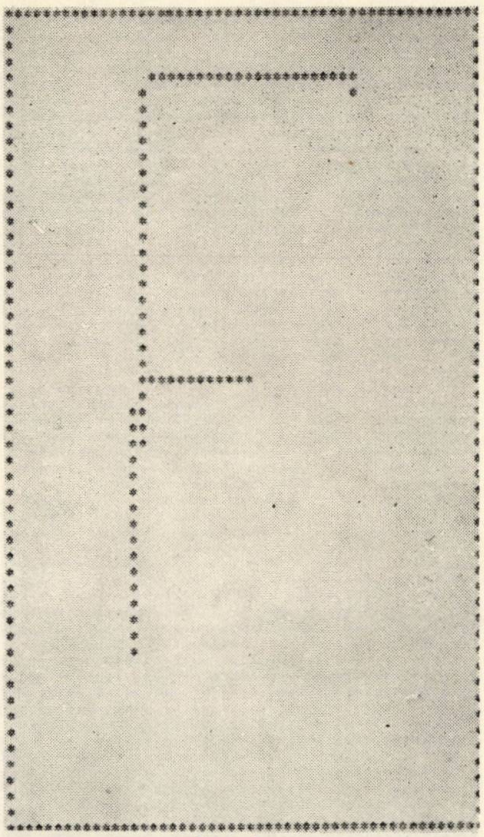


Fig. 4 *a*

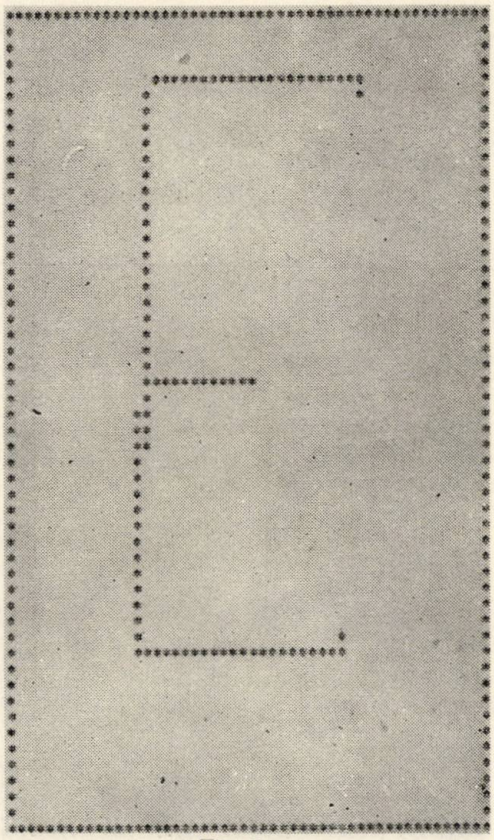


Fig. 5 *a*

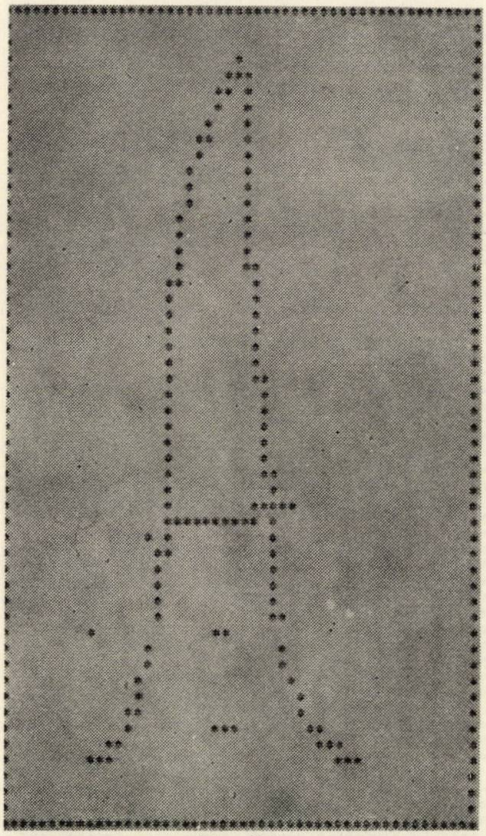


Fig. 2 *d*

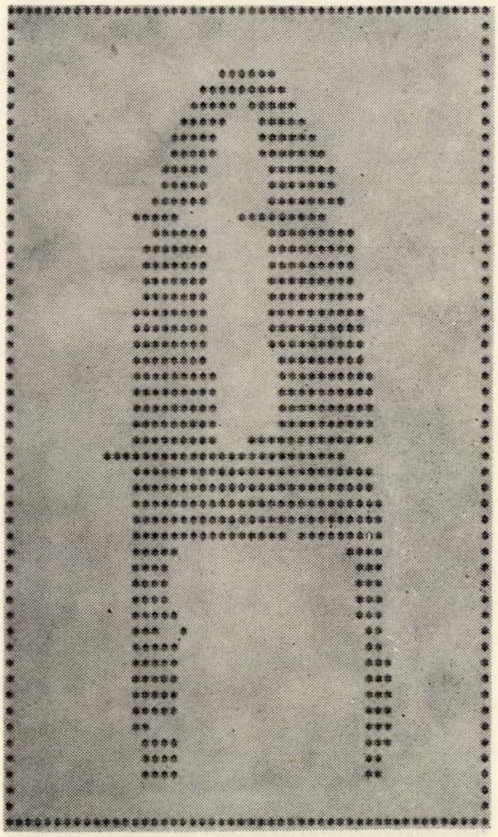


Fig. 2 *e*

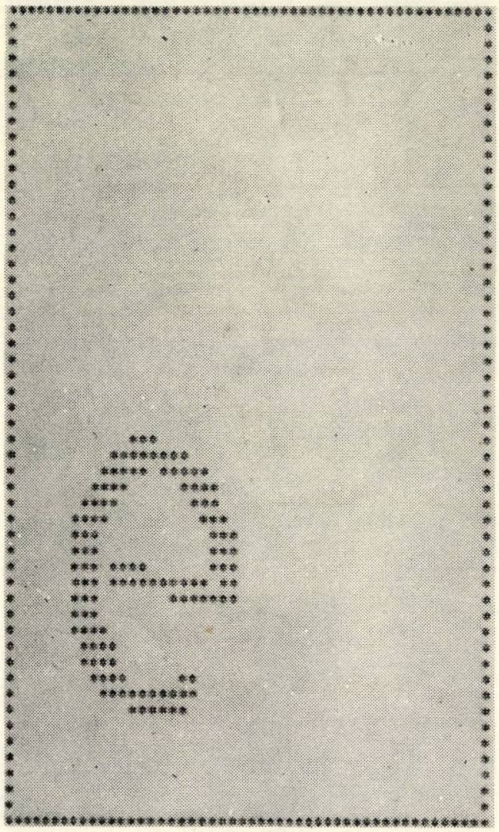


Fig. 3 *b*

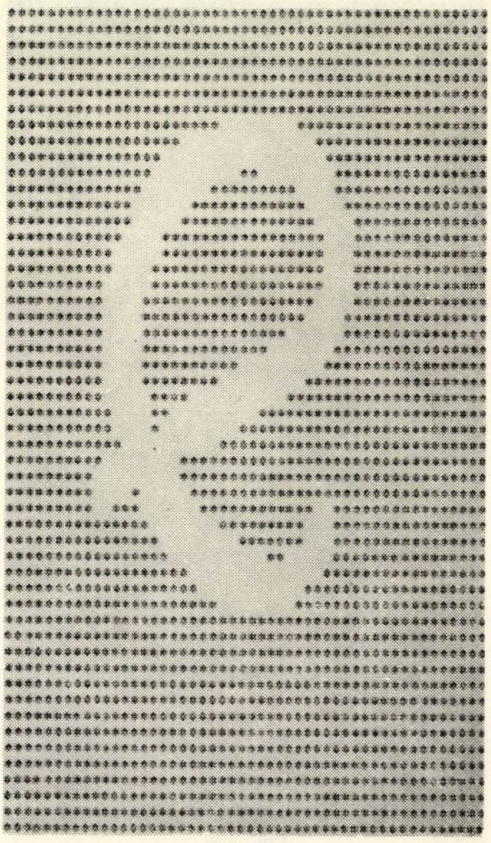


Fig. 3 *c*

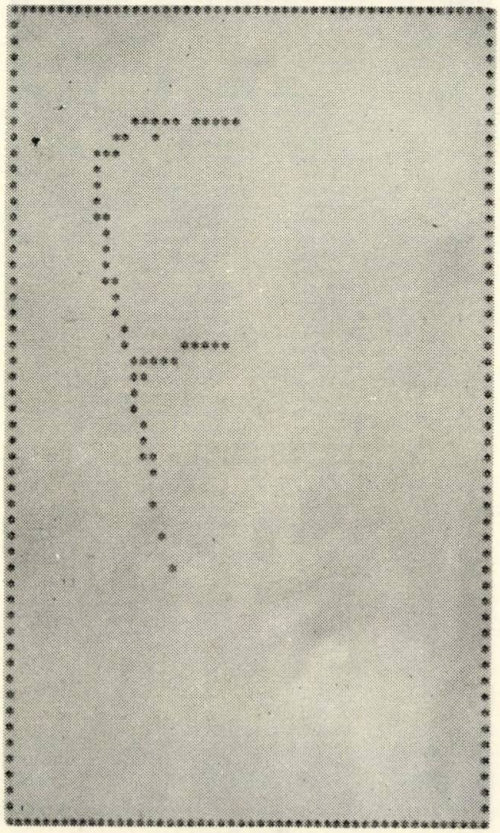


Fig. 4 *d*

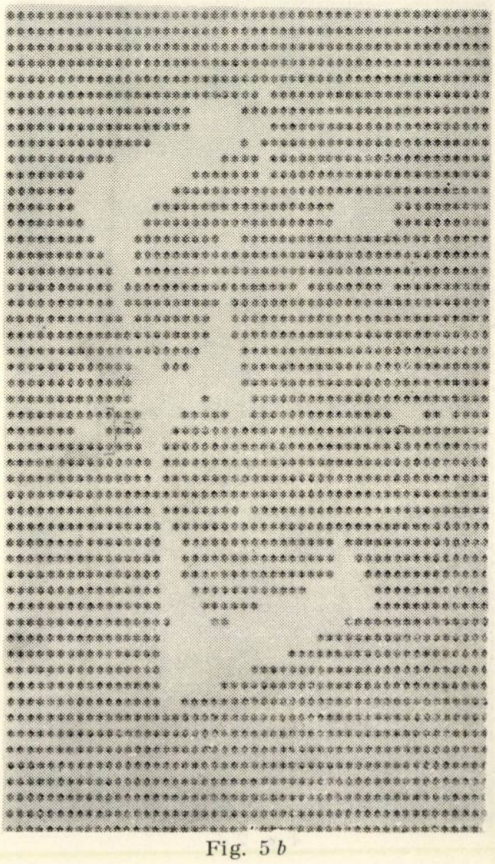


Fig. 5 *b*

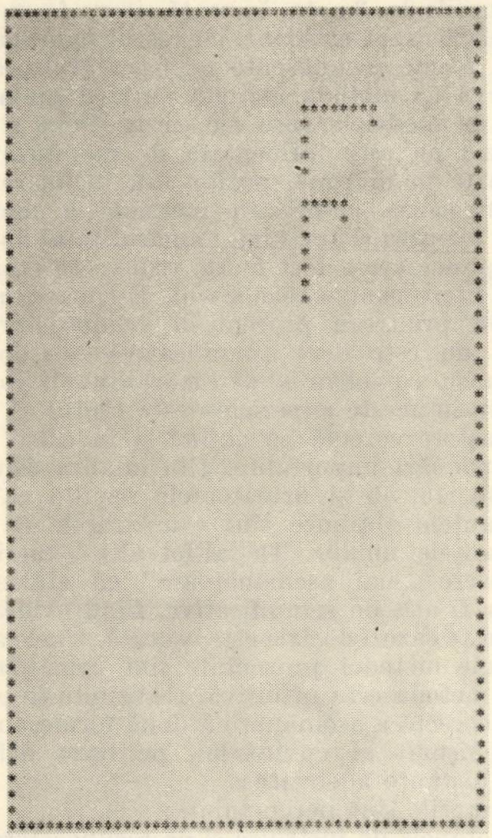


Fig. 4 *b*

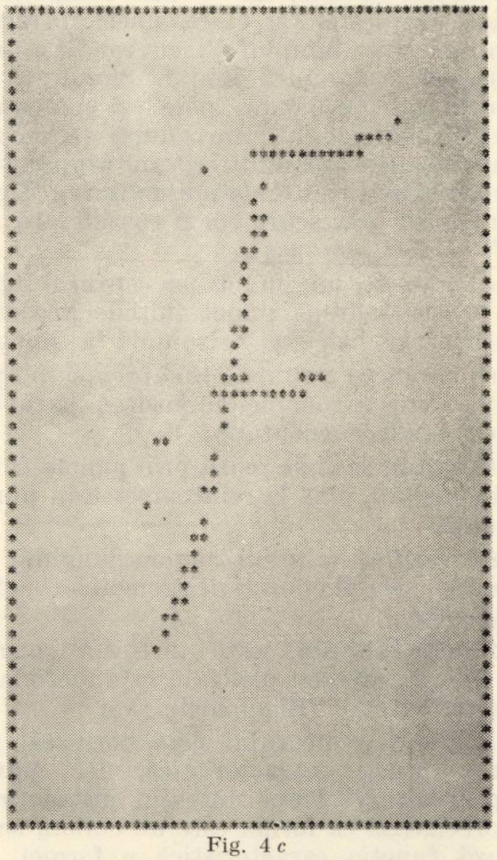


Fig. 4 *c*

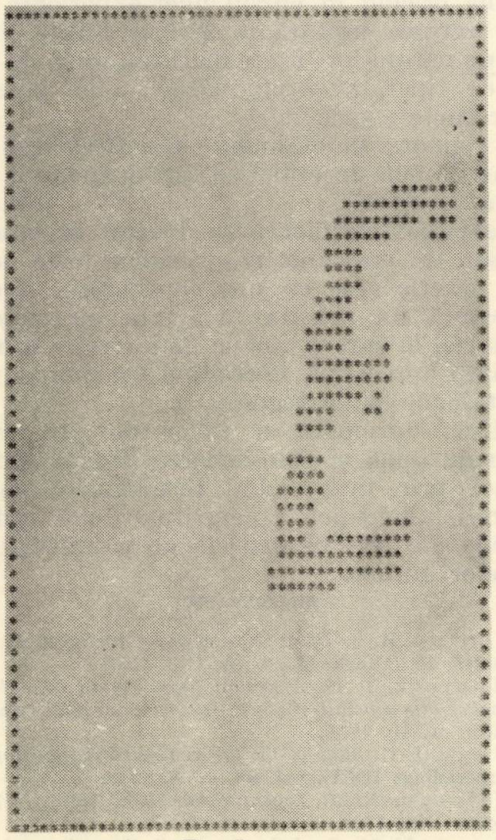


Fig. 5 *c*

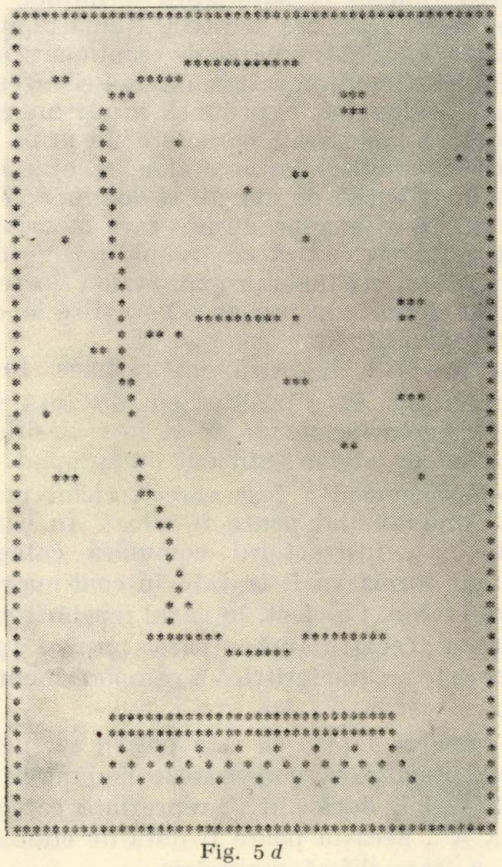


Fig. 5 *d*

unde a_{kl} sînt componentele (cu valori binare) ale matricei iniţiale, iar a^*_{ij} sînt componentele matricei rezultate. Ca efect, unele întreruperi de contur sînt „umplute", cu condiţia să nu depăşească o anumită limită. Simultan însă, zgomotul sub formă de „pete" se măreşte. El poate fi eliminat ulterior, după parcurgerea conturului, pe baza unui criteriu asupra lungimii conturului (înainte de normalizare). Figurile cu un contur prea scurt vor fi considerate „zgomote" şi deci ignorate;

— se găseşte un punct pe conturul figurii, care va servi drept punct iniţial. Aceasta se face printr-o baleiere orizontală a imaginii;

— se parcurge conturul din aproape în aproape, în sensul trigonometric pozitiv, pasul fiind egal cu celula elementară;

— simultan se elaborează prin puncte funcţia unghi (poziţie), pînă la reîntoarcerea în punctul de plecare;

— se verifică criteriul asupra lungimii conturului, cu scopul eliminării zgomotelor sub formă de pete;

— funcţia obţinută este „netezită" prin filtrare liniară. Metoda utilizată este metoda mediei alunecătoare (Sheppard) [5];

— lungimea conturului este normată, obţinîndu-se funcţia caracteristică, deci punctul P reprezentativ. După mesajul instructorului care precizează că forma este un etalon, se memorează funcţia caracteristică a formei, prin 32 de valori reale ale acesteia. Numărul acesta este astfel ales încît eroarea de eşantionare să fie neglijabilă. Simultan se memorează şi categoria asociată etalonului, exprimată printr-un nume oarecare, cu lungimea 8 caractere. În urma prelucrării mai multor forme etalon, se obţine un set (o distribuţie) de puncte etalon în $\mathfrak{R}$. Dacă acum apare o imagine despre care mesajul instructorului precizează că trebuie recunoscută, se determină cel mai apropiat etalon (în sensul distanţei definite în partea a 2-a) şi se ia decizia corespunzătoare.

Clasificatorul lucrează cu răspuns forţat. S-a renunţat la varianta cu distanţă-prag, în care unele forme nu ar fi fost clasificate, neexistînd un etalon suficient de apropiat.

Dacă răspunsul a fost corect, ciclul principal al programului poate fi reluat. În caz de eroare însă, instructorul comunică categoria reală, iar forma va fi tratată în continuare ca un nou etalon. Ca efect, în cazul repetării experienţei cu aceeaşi formă, eroarea nu mai apare, ceea ce este o caracteristică a comportamentului adaptiv.

Se remarcă faptul că este posibil ca, pentru aceeaşi categorie să se memoreze mai multe etaloane. Astfel, dacă „litA" reprezintă categoria „litera A", aceasta poate fi dată de etaloanele A, a, *a*, care diferă geometric.

4. Experimentări şi concluzii

Figurile 2a, 3a, 4a, 5a arată cîteva forme care au servit drept etaloane, iar restul figurilor prezintă forme recunoscute pe baza acestora. Se observă că metoda acceptă variaţii însemnate faţă de modelele care au servit drept etalon. Decizia nu este influenţată de modificări însemnate în mărime, poziţie sau înclinare.

Din cauza codificării manuale a matricei de la intrarea sistemului, numărul total de imagini prelucrate a fost foarte redus: 18 etaloane şi 30 litere pentru recunoscut. Estimarea rezultatelor printr-un procent de recunoaşteri corecte nu este deci semnificativă (s-a obţinut răspunsul corect în 29 de cazuri din 30). Semnificativ în aceste experienţe este faptul că o recunoaştere corectă se obţine şi în cazul unor distorsionări importante. Din analiza figurilor 2b, 3b, 4b, 5b şi următoarele rezultă că performanţele obţinute sînt comparabile cu performanţele umane. De altfel alte experienţe, cu litere „mai asemănătoare" cu etaloanele, nu ar fi atît de semnificative, fiind evident că în aceste cazuri decizia este uşurată. Unele avantaje ale metodei prezentate sînt următoarele:

— metoda este intuitivă, realizîndu-se o măsură corectă a asemănării a două forme, în sensul obişnuit al cuvîntului, pe baza definirii unei distanţe adecvate;

— erorile sînt nerepetabile;

— etapele de instruire şi de recunoaştere pot alterna oricînd în cursul unei experienţe;

— tratarea unitară a oricăror forme, indiferent de natura lor (litere mari sau mici, de mînă sau de tipar, eventual cifre, semne algebrice sau caractere speciale);

— memoria de etaloane poate fi extinsă pînă în jur de 600 de etaloane într-o memorie operativă de 64 K;

—experienţele făcute au dovedit că numărul necesar de etaloane pe categorie este foarte mic, practic egal cu unu (optimum). Aceasta reprezintă un avantaj net faţă de metodele statistice, la care perioada de instruire durează un timp apreciabil, necesitînd un număr mare de etaloane pe categorie.

Citirea automată a foilor de programare scrise de mînă şi comunicarea directă om-calculator prin intermediul terminalelor cu toc luminos („light-pen") constituie două aplicaţii posibile ale acestei metode de recunoaştere a formelor grafice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ledley, R. S. *Programming and utilizing digital computers.* New York, Mc. Graw Hill, 1962.

[2] Mucinik, T. B. *Algoritmi formirovania lokalnih priznakov dlia zritelnih obrazov.* În: Avtomatika i telemehanika, nr. 10, 1966.

[3] Nagy, I. G. *State of the art in pattern recognition.* În: Proceedings IEEE, vol. **56**, nr. 5, 1968.

[4] Nilsson, N. J. *Learning machines.* New York, Mc Graw Hill, 1965.

[5] Kendall, M. G. şi Stuart, A. *The advanced theory of statistics.* New York, Hafner, 1963.

Ing. D. OPRICĂ

Sursă de putere stabilizată pentru alimentarea evaporatoarelor de la instalaţiile de depuneri în vid

Tehnica peliculelor subţiri obţinute prin evaporare în vid capătă în prezent, pe lîngă utilizările obişnuite din optică, industria uşoară şi electrotehnică [1], o largă utilizare în industria electronică la fabricarea tuburilor cinescop şi a tuburilor videocaptoare, la realizarea dispozitivelor semiconductoare şi a microcircuitelor [2] etc.

În această tehnică, materialul ce urmează să fie depus sub formă de peliculă subţire (cu o grosime pînă la 1 μm) se obţine în stare de vapori de la sursă de vapori şi apoi se condensează pe substratul de utilizare. Încălzirea materialului pentru trecerea în stare de vapori se poate face cel mai simplu încălzind sursa de vapori. Majoritatea materialelor folosite pentru depuneri prin această tehnică pot fi transformate în vapori (prin evaporare sau prin sublimare) prin încălzirea sursei de vapori direct sau prin intermediul unui vas refractar. În continuare ne vom referi doar la aceste surse de vapori, numindu-le pe scurt evaporatoare. Pentru evaporarea materialelor greu fuzibile se foloseşte încălzirea prin bombardament electronic [3].

Evaporatorul este încălzit prin efect Joule, trecînd prin el un curent electric.

Există o diversitate de forme constructive pentru evaporatoare [1], [4]. De exemplu, evaporatorul poate fi constituit dintr-un filament din fir de metal sau aliaj greu fuzibil (wolfram, molibden, cromnichel) sau dintr-o foaie de tablă din metal greu fuzibil (wolfram, molibden, tantal) îndoită într-o formă adecvată pentru a susţine materialul de evaporat, dintr-un creuzet de grafit prevăzut cu contacte, dintr-un creuzet de material refractar izolant (cuarţ, alumină) încălzit de un filament etc.

Materialul ce urmează a fi evaporat, în funcţie de natura şi de temperatura de evaporare se foloseşte sub formă masivă sau sub formă de pulbere.

În funcţie de cantitatea de material ce urmează a fi evaporat, de natura sa şi de viteza de evaporare dorită, puterea absorbită de evaporator de la sursa de alimentare variază de la zeci de waţi la kilowaţi. În funcţie de natura şi geometria elementului încălzitor, care determină rezistenţa sa electrică şi în funcţie de puterea absorbită, tensiunile ce trebuie aplicate evaporatorului variază de la fracţiuni de volt la zeci de volţi, iar curenţii absorbiţi variază de la amperi la sute de amperi. Întrucît pentru încălzirea evaporatorului contează doar puterea pe care o absoarbe, alimentarea sa se poate face în curent continuu sau curent alternativ, alimentarea în curent alternativ fiind de preferat fiindcă este mai ieftină.

În modul cel mai simplu, evaporatorul poate fi alimentat de la un transformator capabil să debiteze puterea necesară pentru încălzire, la tensiunea şi curentul necesar. Pentru stabilirea condiţiilor optime, tensiunea în primarul transformatorului se reglează de obicei prin intermediul unui variac.

Viteza de depunere a peliculei este un parametru foarte important al procesului de depunere, de ea depinzînd structura materialului depus, uniformitatea stratului, tendinţa de granulare, aglomerarea, orientarea cristalitelor, absorbţia gazelor reziduale, compoziţia compundurilor în cazul depunerilor simultane de mai multe substanţe etc. Viteza de depunere este determinată de viteza de evaporare, care este ea însăşi funcţie de puterea transmisă de evaporator materialului de evaporat, adică de puterea de încălzire a evaporatorului.

Pentru a obţine depuneri reproductibile şi cu proprietăţi dorite, în cazul cînd sînt folosite diferite evaporatoare, sursa de alimentare a acestora va trebui să poată furniza puterea de încălzire necesară în condiţii foarte diferite şi să fie eventual stabilizată [2], [5]. Această putere poate varia în timpul depunerii fie datorită fluctuaţiilor tensiunii de alimentare a reţelei, fie datorită modificării rezistenţei evaporatorului în timpul procesului de evaporare [5].

Avînd în vedere că inerţia termică a evaporatoarelor este mare, pentru încălzire contînd doar puterea medie, înseamnă că forma de undă a curentului de încălzire nu are importanţă. Pot fi folosite aşadar pentru alimentarea evaporatoarelor atît surse de curent continuu stabilizate electronic [6], cît şi surse de curent alternativ stabilizate electronic şi comandate fie cu amplificatoare magnetice [7], fie cu tiristoare [2], [5], [8].

Lucrarea de faţă prezintă o sursă de alimentare destinată instalaţiilor de laborator, care permite alimentarea evaporatoarelor cu o putere reglabilă pînă la maximum 300 W şi cu posibilitatea de stabilizare a puterii. Sursa de alimentare foloseşte drept element de reglare un amplificator magnetic comandat [9].

1. Principiul de funcţionare şi elementele constructive ale instalaţiei

În figura 1 este dată schema de elemente, iar în figura 2 schema de principiu a sursei.

Evaporatorul este alimentat de la una dintre înfăşurările secundare de sarcină ale transformatorului Tr: înfăşurarea S_1 are tensiunea maximă de 20 V şi poate furniza un curent maxim de 20 A, iar înfăşurările S_2 şi S_3, identice, au tensiunea maximă de 3 V şi sînt capabile să debiteze fiecare un curent maxim de 80 A, existînd posibilitatea (printr-un sistem de borne adecvat) de a fi conectate în serie sau în derivaţie. Prin conectarea evaporatorului la una singură dintre înfăşurările S_2 sau S_3, tensiunea maximă ce poate fi obţinută este de 3 V, iar curentul maxim de 80 A. Conectînd în serie înfăşurările S_2 şi S_3, tensiunea maximă va fi de 6 V şi curentul maxim de 80 A, iar conectîndu-le în derivaţie tensiunea maximă va fi de 3 V şi curentul maxim de 160 A.

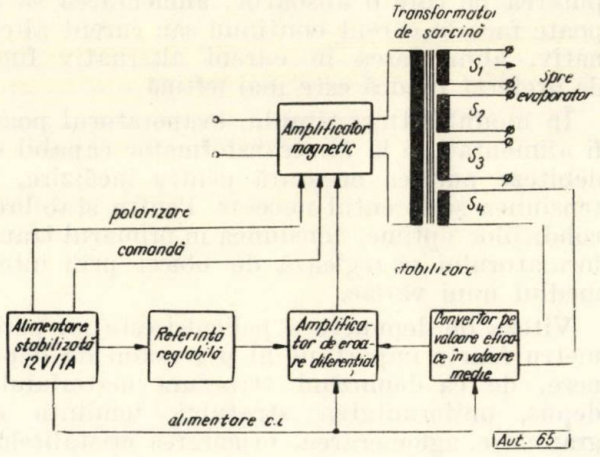


Fig. 1. Schema de elemente a sursei.

În fiecare caz, puterea maximă ce poate fi obţinută în sarcină este limitată de amplificatorul magnetic de reglare la 300 W. Mărimile indicate corespund pentru o gamă variată de evaporatoare utilizate în cercetări de laborator, făcînd sursa foarte versatilă. Urmează să se aleagă, în fiecare caz concret, o conectare adecvată care să corespundă unui reglaj optim în funcţionare.

Înfăşurarea secundară S_4 are tensiunea maximă de 15 V şi serveşte pentru stabilizarea tensiunii la bornele sarcinii.

Transformatorul Tr este alimentat de la reţeaua de 220 V prin intermediul amplificatorului magnetic AMSU-3b (produs al IIS Electrotehnica), conectat în serie cu primarul său.

Amplificatorul magnetic funcţionează în montaj autosaturat cu conexiunea în punte şi ieşirea în curent alternativ [9], fiind astfel capabil să regleze o putere maximă de 300 VA, tensiunea sa de ieşire aplicată primarului transformatorului Tr putînd fi variată între zero (aproximativ, fiindcă un amplificator magnetic nu dă chiar tensiune nulă la ieşire) şi maximum 170 V (fig. 3).

Înfăşurările de lucru ale amplificatorului sînt notate în schemă $I_A S_A$, respectiv $I_B S_B$, curentul prin înfăşurarea care este în repaus fiind blocat de diodele $D_1 \ldots D_3$ şi respectiv $D_4 \ldots D_6$.

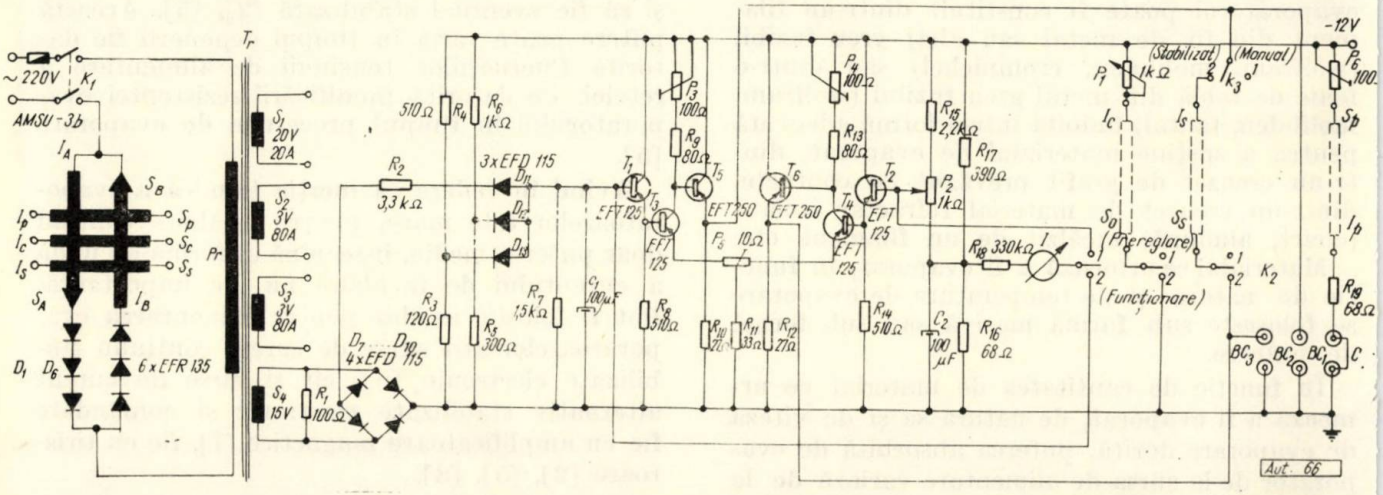


Fig. 2. Schema de principiu a sursei.

Amplificatorul este prevăzut cu trei înfăşurări de control, folosite una pentru polarizare, notată $I_p S_p$, alta pentru comandă, notată $I_c S_c$ şi cea de a treia pentru stabilizare, notată $I_s S_s$. Conectarea terminalelor înfăşurărilor

se face astfel încît înfăşurările de polarizare şi stabilizare să acţioneze în sens invers înfăşurării de comandă.

Cu înfăşurarea de polarizare $I_p S_p$ se fixează punctul de funcţionare în repaus al amplificatorului magnetic, punct pentru care tensiunea

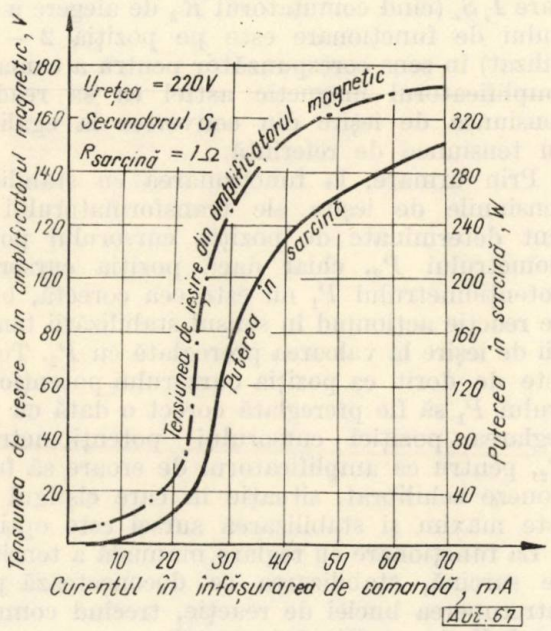


Fig. 3. Caracteristicile tensiunii de ieşire din amplificatorul magnetic şi ale puterii în sarcină, în funcţie de curentul de comandă.

de ieşire este minimă, apropiată de zero. Curentul optim în înfăşurarea de polarizare pentru care tensiunea devine minimă este de 50 mA. Reglarea sa se efectuează cu potenţiometrul P_6, curentul putînd fi citit cu un instrument introdus între bornele de control BC_1, în locul călăreţului de scurtcircuitare C.

Înfăşurarea de comandă $I_c S_c$ serveşte pentru stabilirea punctului de funcţionare al amplificatorului magnetic, adică pentru reglarea puterii în sarcină. Curentul prin această înfăşurare se reglează cu potenţiometrul P_1, de poziţia cursorului său depinzînd puterea ce se aplică evaporatorului. În figura 3 sînt trasate variaţiile tensiunii de ieşire din amplificatorul magnetic şi puterii în sarcină pentru o sarcină de 1Ω conectată la înfăşurarea secundară S_1, ambele în funcţie de curentul de comandă prin înfăşurarea $I_c S_c$. Aceste caracteristici nu sînt liniare, ele au alura curbei de magnetizare a unui material magnetic. Regiunea centrală este cvasiliniară şi constituie domeniul normal de funcţionare.

Înfăşurarea de stabilizare $I_s S_s$ serveşte pentru stabilizarea tensiunii aplicate evaporatorului în jurul valorii dictate de înfăşurarea $I_c S_c$, reglată cu potenţiometrul P_1 de reglare a puterii în sarcină. Această înfăşurare este inclusă într-o buclă de reacţie alcătuită din următoarele elemente: înfăşurarea secundară S_4 a transformatorului Tr prevăzută special pentru stabilizare, un convertor de valoare eficace în valoarea medie, o sursă de tensiune referinţă reglabilă, şi un amplificator de eroare diferenţial, la ieşirea căruia se conectează înfăşurarea de stabilizare $I_s S_s$ a amplificatorului magnetic.

Înfăşurarea S_4 livrează pe rezistenţa R_1 o tensiune cuprinsă între zero (aproximativ) şi 15 V, în funcţie de puterea în sarcină, care este redresată cu puntea formată din diodele $D_7 \ldots D_{10}$ şi aplicată convertorului.

Convertorul de valoare eficace în valoare medie [10] este de fapt un circuit analogic de ridicare la pătrat [11], [12], alcătuit din diodele $D_{11} \ldots D_{13}$, rezistenţele $R_2 \ldots R_7$ şi condensatorul de filtrare C_1, tensiunea medie la ieşirea sa fiind aproximativ proporţională cu pătratul tensiunii eficace de la bornele înfăşurării S_4. Tensiunile de polarizare pentru diodele D_{12} şi D_{13} sînt obţinute de la sursa de curent continuu de alimentare generală a schemei electronice, prin intermediul divizoarelor formate de rezistenţele R_3, R_4 şi respectiv R_5, R_6. Modificînd poziţia cursorului potenţiometrului P_1 de la minim la maxim, tensiunile în înfăşurările secundare ale transformatorului Tr variază de la minim la maxim şi tensiunea continuă la ieşirea convertorului variază de la 2 la 5 V. Această tensiune se citeşte pe instrumentul I, atunci cînd comutatorul K_2 care stabileşte starea de funcţionare a sursei se află pe poziţia 2 (funcţionare). Rezistenţele R_{16}, R_{17} şi condensatorul de filtrare C_2 servesc pentru compensarea valorii iniţiale de 2 V a tensiunii de la ieşirea convertorului, astfel încît pe instrumentul I se citeşte doar partea reglabilă a tensiunii de ieşire din convertor. Indicaţia instrumentului este corelată cu poziţia cursorului potenţiometrului P_1, adică cu tensiunea de la bornele sarcinii, ea variind de la 0 la 3 V cînd poziţia cursorului se modifică de la minim la maxim. Poziţia cursorului potenţiometrului P_1 se gradează în tensiuni de ieşire din convertor. Alegînd corespunzător rezistenţa R_{18}, se poate stabili indicaţia maximă a instrumentului I la 3 V. Întrucît evaporatoarele constituie pentru transformatorul Tr o sarcină rezistivă (ca şi rezistenţa R_1) pentru un evaporator dat de rezistenţă constantă, indicaţia instrumentului I reprezintă la o anumită scară puterea în sarcină. În figura 4 este trasată variaţia puterii într-o sarcină de 1 Ω conectată la înfăşurarea secundară S_1, în funcţie de tensiunea de ieşire din convertor (indicaţia instrumentului I). Se constată că, datorită existenţei convertorului, această caracteristică este practic liniară.

Referinţa reglabilă este realizată de divizorul format din rezistenţele $R_{15} \ldots R_{17}$ şi potenţiometrul P_2, alimentat de la sursa de curent continuu. Rotind cursorul potenţiometrului P_2,

tensiunea de referinţă poate fi reglată tot de la 2 la 5 V, partea reglabilă putînd fi citită pe instrumentul I atunci cînd comutatorul K_2 se află pe poziţia *1* (prereglare). Poziţia cursorului potenţiometrului P_2 este gradată în diviziuni ale instrumentului I, ca şi poziţia cursorului potenţiometrului P_1. Cînd poziţiile cursoarelor

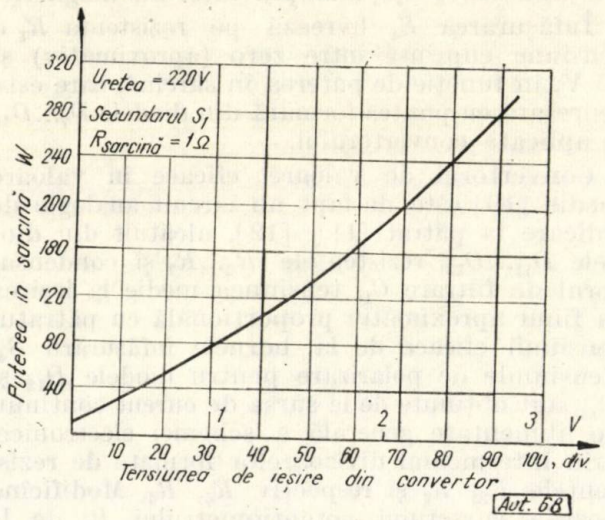


Fig. 4. Caracteristica puterii în sarcină, în funcţie de tensiunea de ieşire din convertor.

potenţiometrelor P_1 şi P_2 se află la aceeaşi gradaţie, în timpul funcţionării diferenţa de potenţial dintre intrările amplificatorului de eroare este nulă.

Amplificatorul de eroare este un amplificator diferenţial simetric [13], avînd cele două intrări independente. El este construit cu transistoarele T_1 şi T_2, funcţionînd ca repetoare pe emitor, T_3 şi T_4 amplificatoare cu sarcina în colector şi T_5 şi T_6 repetoare pe emitor. Semnalul de la ieşirea convertorului se aplică la prima intrare, pe baza transistorului T_1, referinţa reglabilă se aplică la cea de a doua intrare, pe baza transistorului T_2, iar la ieşirea amplificatorului între emitoarele transistoarelor T_5 şi T_6 se conectează înfăşurarea de stabilizare I_sS_s a amplificatorului magnetic. Transistoarele T_1 şi T_2 constituie etaje de separare între amplificator şi convertor, respectiv referinţă, iar transistoarele T_5 şi T_6 minimalizează influenţa înfăşurării de stabilizare asupra funcţionării amplificatorului. Trebuie menţionat că amplificatorul funcţionează echilibrat, indiferent de mărimea tensiunilor aplicate, atît timp cît tensiunile de intrare sînt egale. Pentru tensiunile de intrare minime egale cu 2 V, adică cu potenţiometrele P_1 şi P_2 la minim, tensiunile pe emitoarele transistoarelor T_5 şi T_6 trebuie să fie egale cu 9 V (ele pot fi citite la bornele de control BC_2 şi BC_3), echilibrarea realizîndu-se cu potenţiometrele P_3 şi P_4. Pentru o echilibrare la tensiuni de intrare mari, aproape de 5 V, a fost prevăzut potenţiometrul P_5. Piesele şi transistoarele sînt alese cu grijă pentru a asigura simetria schemei.

Atunci cînd din diferite motive tensiunea de ieşire din convertor (şi o dată cu ea tensiunea la bornele sarcinii) are tendinţa să se modifice faţă de tensiunea de referinţă, amplificatorul de eroare dă un curent în înfăşurarea de stabilizare I_sS_s (cînd comutatorul K_3 de alegere a modului de funcţionare este pe poziţia 2 — stabilizat) în sens corespunzător pentru a comanda amplificatorul magnetic astfel ca să readucă tensiunea de ieşire din convertor la egalitate cu tensiunea de referinţă.

Prin urmare, la funcţionarea cu stabilizare tensiunile de ieşire ale transformatorului Tr sînt determinate de poziţia cursorului potenţiometrului P_2, chiar dacă poziţia cursorului potenţiometrului P_1 nu este cea corectă, bucla de reacţie acţionînd în sensul stabilizării tensiunii de ieşire la valoarea prereglată cu P_2. Totuşi este de dorit ca poziţia cursorului potenţiometrului P_1 să fie prereglată corect o dată cu prereglarea poziţiei cursorului potenţiometrului P_2, pentru ca amplificatorul de eroare să funcţioneze echilibrat, situaţie în care cîştigul său este maxim şi stabilizarea sursei este optimă.

La funcţionare cu reglare manuală a tensiunii de sarcină, stabilizarea se deconectează prin întreruperea buclei de reacţie, trecînd comutatorul K_3 în poziţia 1 (manual).

Alimentarea cu curent continuu a instalaţiei se face de la o sursă de 12 V şi 1 A, stabilizată electronic. Aceasta a fost încorporată în instalaţie. Schema ei nu a mai fost reprezentată, întrucît nu conţine elemente deosebite.

2. Manipularea instalaţiei şi performanţele obţinute

În privinţa evaporatoarelor ce pot fi alimentate de la această sursă se dau următoarele indicaţii.

Dacă evaporatorul consumă mai puţin decît 20 A se va conecta la înfăşurarea secundară S_1, dacă consumă între 20 şi 80 A se va conecta la secundarele S_2 şi S_3 înseriate (sau dacă nu este nevoie de o putere mare, doar la unul dintre secundare), iar dacă consumă între 80 şi 160 A se va conecta la secundarele S_2 şi S_3 legate în derivaţie. Indiferent de conectare, se va ţine seamă că puterea maximă care poate fi obţinută în sarcină este de 300 W.

Între tensiunea de ieşire din convertor şi tensiunile din secundarele de sarcină ale transformatorului Tr există o dependenţă strictă. De aceea instrumentul I, care măsoară această tensiune pe poziţia *2* (funcţionare) a comutatorului K_2, poate fi etalonat direct în tensiuni de ieşire ale transformatorului Tr sau se pot trasa grafic dependenţele dintre indicaţia sa şi tensiunile respective, pentru oricare din conexiunile folosite.

Legăturile dintre sursă şi evaporator trebuie realizate cu conductor corespunzător, mai ales la curenţi mari la care căderile de tensiune pe conductoarele de legătură pot deveni comparabile cu tensiunea efectiv aplicată evaporatorului.

În mod obişnuit, înainte de prima utilizare, evaporatorul va fi degazat printr-o încălzire treptată şi de lungă durată în vid, pînă la o temperatură superioară celei mai înalte temperaturi la care va funcţiona. De asemenea este util să se facă o etalonare, determinîndu-se caracteristica temperaturii evaporatorului în funcţie de tensiunea sau puterea ce i se aplică.

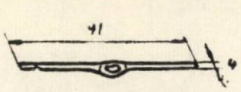
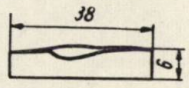
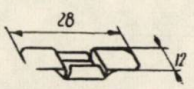
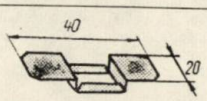
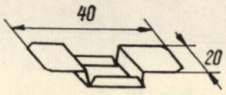
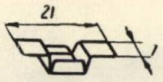
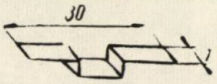
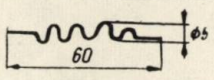
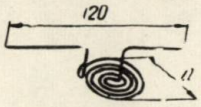
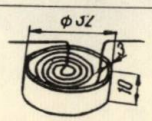
Cu titlu informativ se arată în tabela 1 caracteristicile cîtorva evaporatoare tipice care pot fi alimentate de la sursa descrisă, indicîndu-se totodată şi utilizările posibile [4].

Sursa are două moduri de funcţionare: a) cu comandă manuală şi b) cu stabilizare. Comanda manuală se foloseşte atunci cînd este nevoie de o reglare a puterii în sarcină chiar în timpul funcţionării, de exemplu puterea trebuie crescută lin de la zero pînă la o anumită valoare (cazul degazării sau al etalonării evaporatoarelor, cazul evaporării de materiale pulverulente cînd trebuie evitată împroşcarea etc.). Funcţionarea cu stabilizare se foloseşte în cazul depunerilor automate.

Pentru funcţionarea cu comandă manuală se procedează astfel. Se pun comutatorul K_3 în poziţia *1* (manual), adică se întrerupe circuitul înfăşurării de stabilizare, şi comutatorul K_2 în poziţia 2 (funcţionare). Se alimentează instalaţia închizînd întrerupătorul K_1. În această situaţie, reglînd potenţiometrul P_1, se aplică evaporatorului o tensiune care poate fi citită pe instrumentul *I*.

Pentru funcţionarea cu stabilizare se procedează astfel. Se pun comutatorul K_3 în poziţia

Tabela 1

Nr.	Schiţa evaporatorului	Material	Gros (Ø), mm	Temperatură, °C	Curent, A	Putere, W	Materiale ce pot fi evaporate în cantităţi mici
1		Mo	0,1	1400	30	35	Sb, Se, Bi, Zn, SiO, PbF_2, CaF_2, CeF_3, Na_3AlF_6, LaF_3, LiF, MgF_2, NaF, NdF_3, $ThOF_2$, Sb_2S_3, CdS
2		Mo	0,1	1400	90	85	Zn, SiO, ZnS
3		Mo	0,1	1400	105	135	Idem 1, Ag
4		Mo	0,1	1400	145	175	Idem 1 (Bi, SIO)* * cantităţi mai mari
5		Ta	0,1	1600	60	80	Pb, Cd, Se, PbF_2, CaF_2, CeF_3, Na_3AlF_6, LaF_3, LiF, MgF_2, NaF, NdF_3, PbTe, CdTe, ZnTe, CdSe ZnSe, $ThOF_2$
6							
7		W	0,1	1800	70	150	Al, Sb, Pb, Cd, Ce, Cr, Ga, Ge, Au, In, Cu, Ag, Bi, Zn, Sb_2S_3, PbO, TiO
8		W	3x 0,5	1800	45	145	Al, Fe, Cu
9		W	1	1800	40	280	(Sb, Pb, Cd, Ga, Se, Ag)* (Bi, Sb_2O_3, PbO)** (PbF_2 CaF_2, CeF_3, Na_3AlF_6, La F_3, LiF, MgF_2, NdF_3, $ThOF_2$)*** * cantităţi mai mari ** cantităţi mici sau mari *** cantităţi mici sau mari fără împroşcare
9'		W + Al_2O_3	—	—	—	—	

2 (stabilizat) şi comutatorul K_2 în poziţia *1* (prereglare). Se alimentează instalaţia inclu-zînd comutatorul K_1. Se aduce potenţiometrul P_1 în poziţia corespunzătoare tensiunii de ieşire dorite (cel puţin aproximativ), conform gradării poziţiei cursorului său. Se reglează potenţiometrul P_2 pînă cînd instrumentul *I*, care în această situaţie măsoară tensiunea de referinţă, indică diviziunea corespunzătoare tensiunii de ieşire dorite. Trecînd comutatorul K_2 pe poziţia 2 (funcţionare), se aplică evaporatorului tensiunea prereglată. Ca verificare a funcţionării corecte a lanţului de stabilizare, instrumentul *I*, care acum măsoară tensiunea de ieşire din convertor, trebuie să indice tot tensiunea prereglată, ceea ce denotă că amplificatorul de eroare funcţionează echilibrat.

Pentru o variaţie a tensiunii de reţea cu $\pm 15\%$, tensiunea la bornele sarcinii variază în limite mai înguste de 1%, pe porţiunea liniară de comandă a amplificatorului magnetic, adică între 20 şi 240 W. Această performanţă se înrăutăţeşte pe porţiunile iniţială şi de saturaţie ale caracteristicii de comandă a amplificatorului magnetic.

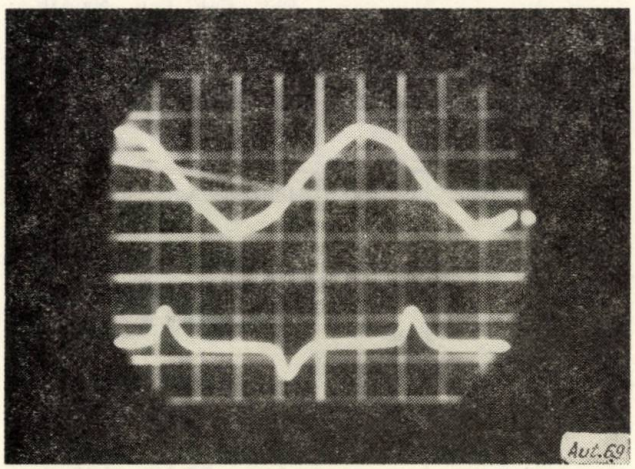


Fig. 5

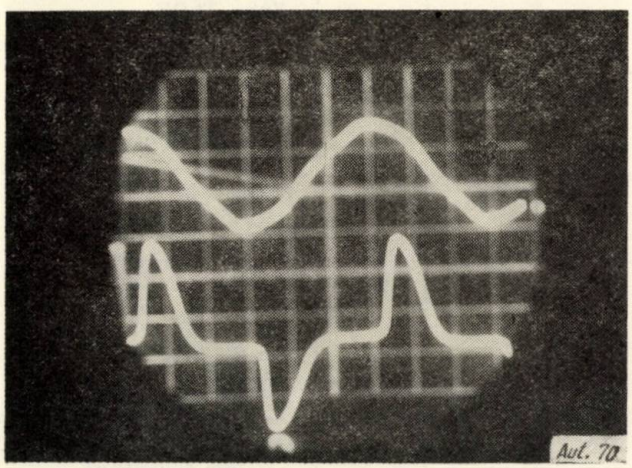


Fig. 6

În figurile 5, 6 şi 7 sînt date formele de undă ale tensiunii la bornele sarcinii pentru trei situaţii diferite de deschidere a amplificatorului magnetic.

În figurile 8 şi 9 se prezintă vederea exterioară şi o vedere interioară a sursei realizate.

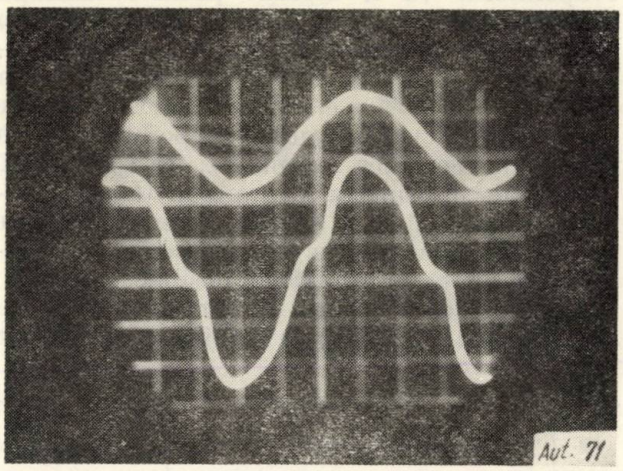


Fig. 7

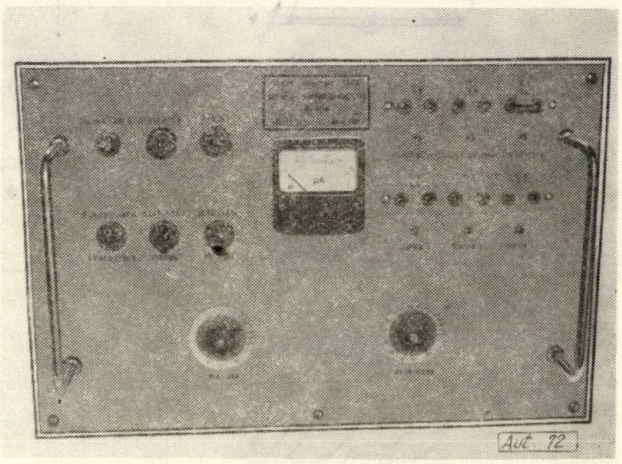


Fig. 8

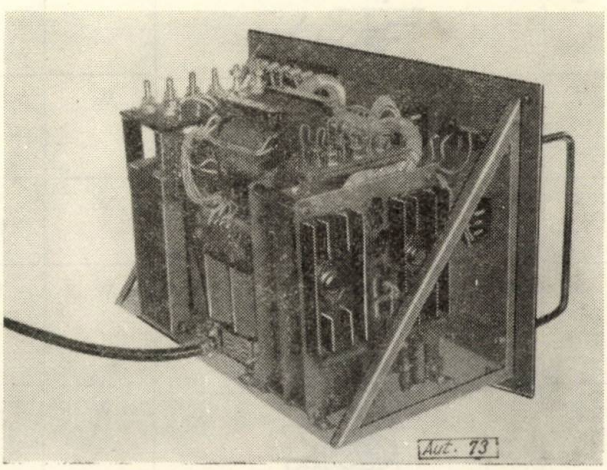


Fig. 9

3. Concluzii

Sursa stabilizată prezentată se pretează uşor la automatizarea complexă a instalaţiei de depunere în vederea obţinerii unor pelicule cu proprietăţii controlate (depunerea cu viteză de depunere constantă, întreruperea depunerii după un program etc.) [14].

Pentru aplicaţii de producţie sau în cazurile cînd se folosesc evaporatoare care necesită o putere ce depăşeşte 300 W se pot construi instalaţii similare, folosind un amplificator magnetic adecvat (de exemplu, din aceeaşi serie, amplificatorul AMSU-4a etc.) şi reproiectînd în mod corespunzător transformatorul de sarcină, schema electronică putînd fi folosită aproape fără modificări.

De asemenea, sursa poate fi folosită în oricare aplicaţii care necesită o putere stabilizată, cu posibilităţi de reglare a puterii, în care forma de undă a curentului este lipsită de importanţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Holland, L. *Vacuum deposition of thin films.* Londra, 1960.

[2] Holland, L. *Thin film microelectronics.* Londra, 1965.

[3] Vogelsberger, M. *Dispositif de bombardement électronique pour évaporation des métaux réfractaires.* În: Interélectronique, 21, nr. 6, 1966, p. 10—11.

[4] *Aufdampfmaterialien, Verdampfungsquellen, Hilfsstoffe* Prospect Balzers. P 11—39, DN 1233.

[5] Bath, H. H. A., Steckelmacher, W. *Vacuum evaporation rate control by use of constant source current.* În: Journal of scientific instruments, **42**, nr. 3, 1965, p. 144—6.

[6] Brownell, R. B., Mc Lennan, W. D. ş.a. *Automatic thin film deposition system of high stability.* In: The review of scientific instruments, **35**, nr. 9, 1964, p. 1147—50.

[7] Giedd, G. R., Perkins, M. H. *Evaporation rate monitor.* În: The review of scientific instruments, **31**, nr. 7, 1960, p. 773—5.

[8] Bath, H. H. A., English, J., Steckelmacher, W. *Automatic control and monitoring system for thin film deposition.* În: Electronic components, martie 1966, p. 239—47.

[9] Finţescu, D., Şerbănescu, B., Zăroni, R. *Seria unitară de amplificatoare magnetice de putere.* Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice ICET, vol. I. Bucureşti, IDT, 1962, p. 124—133.
Finţescu, D. *Seria unitară de amplificatoare magnetice de putere.* În: Electrotehnica, **12** nr. 1—2, 1964, p. 67—68.

[10] Bath, H. H. A. *An R.M.S. to mean converter.* În: Electronic engineering, **37**, nr. 447, mai 1965, p. 421—3.

[11] Doganovschi, S. A., Finţer, L. N. *O metodike raşciota electriceskih shem diodnih nelineinih preobrazovatelei.* În: Priborostroenie, nr. 1, 1959, p. 15—18.

[12] Talanţev, A. D. *Proektirovanie diodnih funkţionalnih preobrazovatelei.* În: Avtomatika i telemehanika, **37**, nr. 2, 1956, p. 129—139.

[13] Schwartz, S. *Selected semiconductor circuits handbook.* New York, 1963.

[14] *Evaporation rate controller.* În: Vacnique, nr. 16, august 1965, p. 10.

Ing. T. MUREŞAN şi ing. M. IANUŞ

Convertor tensiune—frecvenţă

Obţinerea unei unde dreptunghiulare cu o frecvenţă de repetiţie proporţională cu o tensiune de comandă este o problemă care se întîlneşte tot mai des la realizarea unor aparate electronice folosite în practica curentă. Convertoarele tensiune-frecvenţă sau tensiune-număr de impulsuri pot fi întîlnite în componenţa voltmetrelor numerice, regulatoarelor de temperatură, instalaţiilor de telemăsurare şi traductoarelor analog-numerice.

Principalele cerinţe impuse convertoarelor tensiune-frecvenţă sînt:

— rezistenţă de intrare mare;
— sensibilitate ridicată;
— liniaritate bună a caracteristicii tensiune-frecvenţă;
— o bună stabilitate a frecvenţei;
— posibilitatea modificării simple a rezistenţei de intrare şi a sensibilităţii.

În literatură sînt descrise scheme de convertoare care, în funcţie de utilizarea lor, îndeplinesc una sau mai multe dintre cerinţele indicate mai sus [1—4].

În cele ce urmează va fi prezentat un convertor tensiune-frecvenţă la care s-a urmărit obţinerea unor performanţe care să satisfacă în bună măsură toate cerinţele enumerate mai sus.

1. Descrierea schemei şi principii de proiectare

Schema bloc a convertorului este reprezentată în figura 1. S-a conceput o schemă cu reacţie negativă compusă din trei blocuri principale: blocul amplificator A; blocul convertor tensiune-frecvenţă M şi blocul convertor frecvenţă-tensiune N. La punctul sumă 0 al schemei se aplică: tensiunea de intrare U_x, prin intermediul rezistenţei R_x; tensiunea de reacţie U_r, prin intermediul rezistenţei de reacţie R_r şi tensiunea de fixare U_c prin intermediul rezistenţei R_c. Tensiunea U_c are rolul de a stabili valoarea frecvenţei de ieşire pentru tensiune de intrare nulă, făcînd totodată posibilă funcţionarea convertorului la ambele polarităţi ale tensiunii de intrare. Condensatorul C face parte din circuitul de integrare a tensiunii U_r.

Blocul notat în figura 1 cu M constă într-un multivibrator cu surse de curent constant, comandat asemănător cu cel prezentat în lucrarea [4]. Blocul convertor frecvenţă-tensiune N, plasat în bucla de reacţie, este un circuit basculant monostabil cu durată şi amplitudine stabilizată a impulsului de ieşire [5]. Valoarea

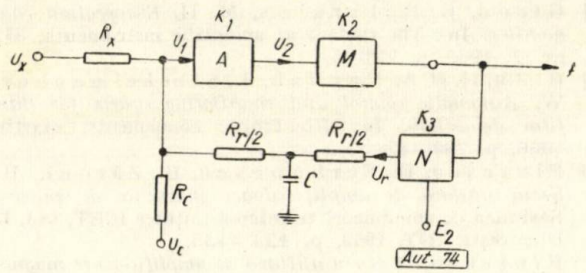


Fig. 1

medie a tensiunii obţinute la ieşirea acestui bloc depinde de faptul dacă tensiunea se culege de la colectorul transistorului blocat (U_{k1}) sau conductor (U_{k2}), în stare stabilă. În figura 2 este reprezentată variaţia în timp, idealizată, a tensiunilor de ieşire la cele două colectoare în cazul cînd tensiunea de comandă a monostabilului (U_{cd}) are perioada T, iar durata impulsului de ieşire al monostabilului este T_u. Dacă se ţine seamă de căderea de tensiune pe transistorul care conduce şi care se presupune saturat (U_{ces}) şi se notează tensiunea de alimentare a circuitului de colector cu E_2, se obţin pentru

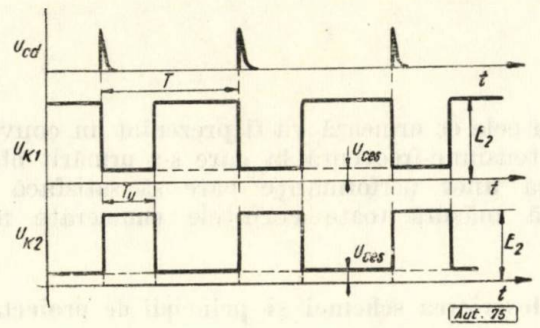


Fig. 2.

valorile medii ale celor două tensiuni următoarele expresii:

$$U_{k1} = E_2 - \frac{T_u}{T}(E_2 - U_{ces}); \qquad (1)$$

$$U_{k2} = U_{ces} + \frac{T_u}{T}(E_2 - U_{ces}). \qquad (2)$$

În funcţie de necesităţi, ca tensiune de ieşire a blocului convertor N se poate folosi U_{k1} sau U_{k2}. În cazul schemei bloc din figura 1 se impune utilizarea tensiunii U_{K1}.

Dacă în expresia (1) se înlocuieşte T cu $\frac{1}{f}$ şi se notează $-T_u(E_2 - U_{ces})$ cu k_3, se obţine:

$$U_{k1} = E_2 + k_3 f. \qquad (3)$$

Se presupune în continuare că frecvenţa de variaţie a tensiunii de intrare U_x este suficient de mică pentru a putea considera coeficienţii de transfer k_1, k_2 şi k_3 ai blocurilor din schema reprezentată în figura 1 ca mărimi reale. În această ipoteză se pot scrie relaţiile:

$$U_2 = k_1 U_1; \qquad (4)$$

$$f = k_2 U_2; \qquad (5)$$

$$U_r = U_{k1} = E_2 + k_3 f. \qquad (6)$$

Utilizînd relaţii cunoscute de la studiul amplificatoarelor cu reacţie [6], se poate deduce, pentru schema din figura 1, valoarea f_0 a frecvenţei de ieşire corespunzătoare condiţiei $U_x = 0$. Astfel, se poate scrie:

$$\frac{U_r}{U_c} = -\frac{R_r}{R_c}\,\frac{k_1 k_2 k_3 B_0}{1 + k_1 k_2 k_3 B_0}, \qquad (7)$$

unde:

$$B_0 = \frac{R_c R_a}{R_r R_a + R_c R_r + R_c R_a},$$

iar:

$$R_a = \frac{R_i R_x}{R_i + R_x},$$

R_i fiind rezistenţa de intare a amplificatorului A.

Dacă în (7) se înlocuieşte valoarea lui U_r din (1), ($U_r = U_{k1}$), şi se consideră îndeplinită inegalitatea $k_1 k_2 k_3 B_0 \gg 1$, se obţine:

$$f_0 = \frac{E_2 + \frac{R_r}{R_c} U_c}{T_u(E_2 - U_{ces})}. \qquad (8)$$

Dacă se presupune în continuare că $U_x \neq 0$, la aplicarea tensiunii U_x frecvenţa de ieşire a convertorului se va modifica faţă de valoarea f_0 cu Δf. Pentru determinarea variaţiei de frecvenţă Δf se scrie:

$$\frac{\Delta f}{U_x} = -\frac{R_r}{R_x}\cdot\frac{k_1 k_2 B_1}{1 + k_1 k_2 k_3 B_1}, \qquad (9)$$

unde:

$$B_1 = \frac{R_x R_b}{R_r R_b + R_x R_r + R_x R_b},$$

iar:

$$R_b = \frac{R_i R_c}{R_i + R_c}.$$

În cazul cînd este îndeplinită condiţia $k_1 k_2 k_3 B_1 \gg 1$, relaţia (9) trece în:

$$\frac{\Delta f}{U_x} = -\frac{R_r}{k_3 R_x}. \qquad (10)$$

Înlocuind în (10) valoarea $k_3 = -T_u(E_2 - U_{ces})$, rezultă:

$$\Delta f = \frac{U_x}{T_u(E_2 - U_{ces})} \cdot \frac{R_r}{R_x}. \qquad (11)$$

Frecvenţa de ieşire a convertorului este reprezentată, conform principiului suprapunerii efectelor, de suma dintre frecvenţa f_0 şi variaţia de frecvenţă Δf. Folosind relaţiile (8) şi (11), se obţine:

$$f = \frac{1}{T_u(E_2 - U_{ces})}\left[E_2 + R_r\left(\frac{U_c}{R_c} + \frac{U_x}{R_x}\right)\right]. \qquad (12)$$

Prin transformări simple, această relaţie se mai poate pune sub forma:

$$f = f_0(1 + \lambda U_x), \qquad (13)$$

unde:

$$\lambda = \frac{R_r R_c}{R_x(E_2 R_c + U_c R_r)}.$$

Relaţiile (8), (11) şi (12) pot fi folosite pentru proiectarea de ansamblu a convertorului tensiune-frecvenţă.

Mai este de remarcat că, pentru funcţionarea corectă a schemei bloc din figura 1, este necesar ca intervalul de timp T_u să fie determinat din relaţia:

$$T_u < \frac{1}{f_{max}} - t_r,$$

unde f_{max} reprezintă frecvenţa de ieşire maximă a convertorului, iar t_r timpul de revenire al circuitului basculant monostabil N.

2. Stabilitatea frecvenţei de ieşire

Stabilitatea frecvenţei de repetiţie a tensiunii de ieşire reprezintă o cerinţă deosebit de importantă, indiferent de utilizarea care se dă convertorului tensiune-frecvenţă.

Factorii care influenţează în cea mai mare măsură stabilitatea frecvenţei, la tensiune de intrare constantă, sînt variaţiile de temperatură a mediului ambiant şi nestabilitatea tensiunilor de alimentare a schemei.

Din relaţia (12) rezultă următoarele măsuri pentru asigurarea unei bune stabilităţi a frecvenţei de ieşire:

a) folosirea unor rezistenţe termostabile R_x, R_c şi R_r;

b) stabilizarea tensiunilor E_2 şi U_c;

c) compensarea variaţiei cu temperatura a tensiunii U_{ces}, prin introducerea în circuitul tensiunii de fixare a unui element cu parametrii variabili în funcţie de temperatură;

d) stabilizarea termică a intervalului de timp T_u.

În cazul cînd există pretenţii deosebite faţă de stabilitatea frecvenţei, este necesară şi stabilizarea derivei termice a amplificatorului A (fig. 1). Această necesitate nu rezultă din relaţia (12) datorită ipotezelor simplificatoare admise la deducerea ei.

3. Rezultate experimentale

În conformitate cu schema bloc din figura 1 s-a realizat un convertor tensiune-frecvenţă a cărui schemă detaliată este prezentată în figura 3.

Pentru asigurarea unei stabilităţi cît mai bune a frecvenţei, s-a redus deriva termică a amplificatorului A folosind o schemă cu blocarea derivei. Amplificatorul se compune dintr-un etaj diferenţial (T_1, T_2) şi un amplificator cu modulare şi demodulare (T_7, T_8, T_9, T_{10}, T_{11}).

Atunci cînd nu sînt pretenţii prea mari în privinţa stabilităţii frecvenţei şi liniarităţii relaţiei dintre mărimea de intrare şi ieşire a convertorului, se poate renunţa la amplificatorul cu modulare şi demodulare.

Blocul convertor tensiune-frecvenţă este format dintr-un multivibrator (T_3, T_4), cu surse de curent constant (T_5, T_6). Frecvenţa de ieşire a acestui bloc depinde de valoarea curentului prin transistoarele T_5 şi T_6 şi deci de tensiunea de ieşire a etajului amplificator diferenţial (T_1, T_2).

Blocul convertor frecvenţă-tensiune constă într-un circuit basculant monostabil (T_{12}, T_{13}), cu durată stabilizată a impulsului de ieşire, realizat după o schemă propusă de Dodgson [5].

Compensarea deviaţiei de frecvenţă produsă de modificarea cu temperatura a tensiunii colector-emiter la saturaţie (U_{ces}) a transistorului T_{13}, de la care se obţine tensiunea de reacţie, se face cu ajutorul diodei, D_1 plasată în circuitul tensiunii de fixare.

Conectarea bornei inferioare a condensatorului de filtrare C_f al amplificatorului cu modulare şi demodulare la + 12 V în loc de masă face ca pornirea multivibratorului (T_3, T_4) să fie sigură.

Principalii parametri ai convertorului tensiune-frecvenţă realizat sînt:

— rezistenţa de intrare 2,2 MΩ;

— sensibilitatea 1 071 Hz/V;

— frecvenţa, pentru tensiune de intrare nulă, 20 163 Hz;

— tensiunea de intrare $U_x = \pm 10$ V.

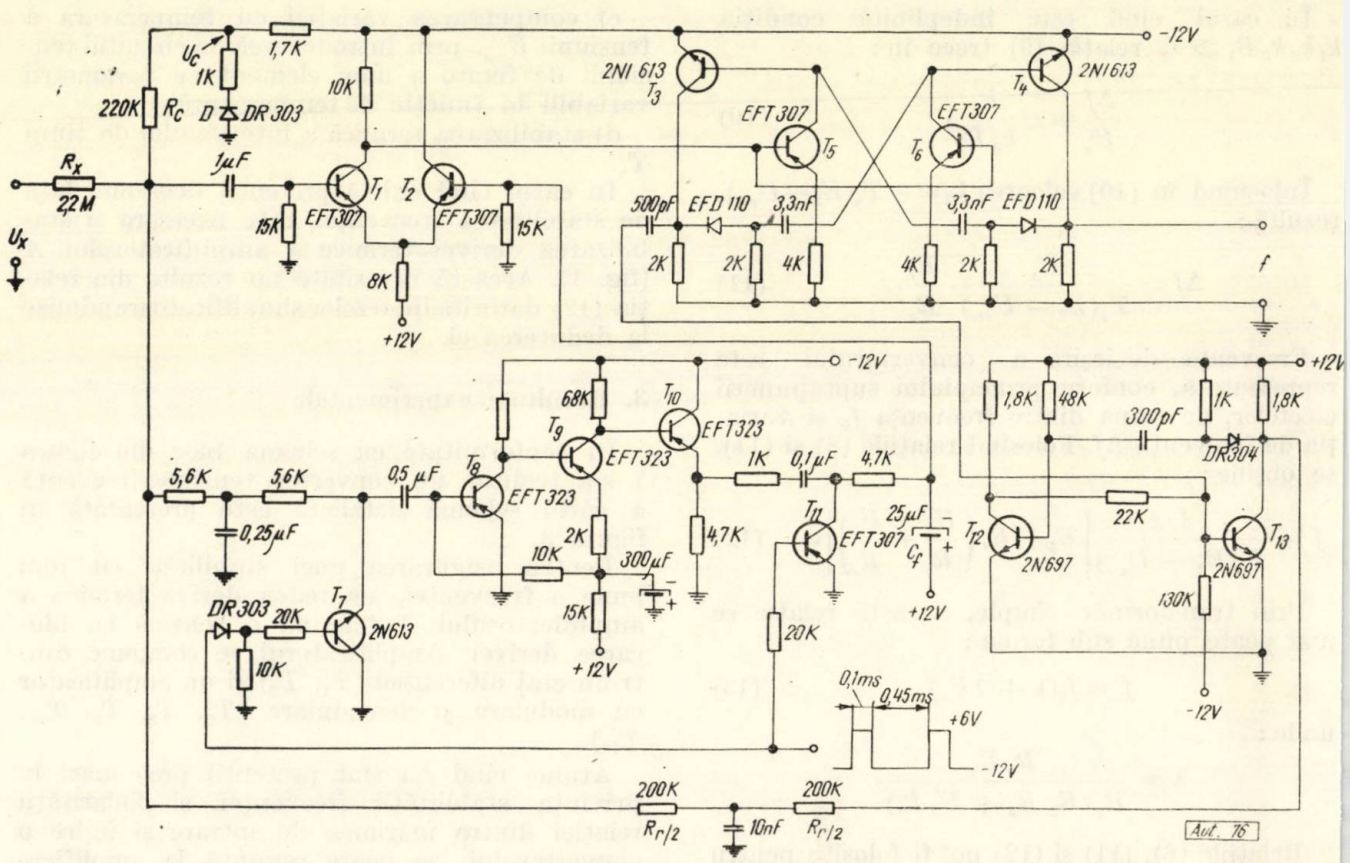


Fig. 3.

Convertorul, datorită folosirii şi a unor transistoare cu germaniu, funcţionează corect în intervalul de temperaturi de la — 10 pînă la + 50°C. În figura 4 este repezentată abate-

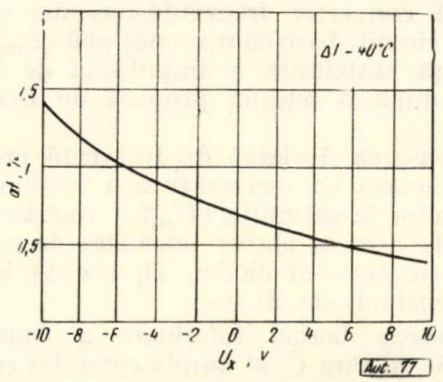


Fig. 4.

rea relativă procentuală a frecvenţei în funcţie de tensiunea de intrare pentru o variaţie a-temperaturii mediului ambiant între + 5 şi +45°C. Se poate constata că abaterea de frecvenţă nu depăşeşte 1,5%.

Rezultatele obţinute la verificarea experimentală a relaţiei dintre tensiunea de intrare şi frecvenţa de ieşire sînt prezentate în tabela 1. Se poate constata că liniaritatea acestei relaţii este foarte bună.

Se mai poate remarca faptul că parametrii schemei experimentale din figura 3 nu sînt

Tabela 1

U_x, V	f, Hz	$\frac{\Delta f}{\Delta U_x}$, $\frac{Hz}{V}$
— 10	9 457	
— 9	10 528	1 071
— 8	11 597	1 069
— 7	12 665	1 068
— 6	13 735	1 070
— 5	14 804	1 069
— 4	15 877	1 073
— 3	16 947	1 070
— 2	18 019	1 072
— 1	19 072	1 073
0	20 163	1 071
1	21 234	1 071
2	22 307	1 073
3	23 381	1 074
4	24 454	1 073
5	25 526	1 072
6	26 598	1 072
7	27 671	1 073
8	28 741	1 070
9	29 812	1 071
10	30 882	1 070

parametrii limită, schema constituind doar un exemplu de realizare practică a unui convertor tensiune-frecvenţă conform schemei bloc din figura 1. Îmbunătăţirea unora dintre parametrii convertorului poate fi realizată, fără modificarea structurală a schemei din figura 3, prin schimbarea valorilor rezistenţelor R_r, R_x şi R_c.

4. Concluzii

Convertorul tensiune-frecvenţă prezentat în această lucrare se caracterizează printr-o mare adaptabilitate la cele mai diverse cerinţe privind parametrii de funcţionare. Această calitate a fost obţinută prin folosirea unei scheme cu reacţie negativă care dă posibilitatea modificării principalilor parametri prin simpla schimbare a valorilor rezistenţelor de reacţie, intrare sau fixare. Convertorul reuneşte proprietăţile cerute în marea majoritate a aplicaţiilor practice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jones, R. J. P. *A wide frequency range controlled multivibrator.* În: Electronic engineering, vol. **39**, 1967, p. 14.

[2] Rakovich, B. D. *Voltage-to-frequency conversion.* În: Electronic engineering, vol. **39**, 1967, p. 766.

[3] Čakulev, T. I. *High performance voltage-to-frequency converter.* În: Electronic engineering, vol. **41**, 1969, p. 346.

[4] Biddlecomb, R. W. *Latest multivibrator improvement linear voltage-to-frequency converter.* În: Electronics, vol. **34**, 1963, p. 64.

[5] Dodgson, P. *Improved multivibrators.* În: Electronic engineering vol. **35**, 1963, p. 328.

[6] Shea, R. F. *Amplifier handbook.* New York, Mc Graw-Hill, 1966.

Ing. S. FLOREA şi ing. V. GĂBURICI

Sesizoare fluidice

Sesizoarele fluidice semnalizează prezenţa unui obiect fără să vină în contact cu acesta. Funcţionarea lor se bazează pe modificarea unui parametru fluidic (presiunea, sensul de curgere) sub influenţa apropierii unui obiect care trebuie sesizat.

În practică, aceste elemente îşi găsesc o largă utilizare în unele procese de reglare, precum şi în comanda maşinilor-unelte.

Cel mai simplu element de sesizare este reprezentat în figura 1. Acesta este format din două ajutaje opuse *1* şi *2*, separate între ele de un gol în care se introduce obiectul a cărui apropiere urmează să fie semnalată. Un jet de aer de la ajutajul de alimentare *1*, în absenţa obiectului, este captat de ajutajul de recepţie *2*. Cînd în spaţiul dintre cele două ajutaje se interpune un obiect, fluxul de aer emis de ajutajul *1* este

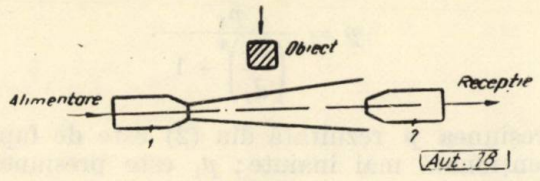


Fig. 1

întrerupt total sau parţial şi presiunea în ajutajul *2* cade, determinînd scăderea semnalului de ieşire pînă la dispariţia completă.

Un alt element de sesizare bazat pe acelaşi principiu este reprezentat în figura 2. La acest element [1], prezenţa corpului în spaţiul dintre cele două ajutaje nu elimină complet semnalul de la ieşire întrucît acesta este alimentat continuu prin intermediul unei strangulări *3*. Apropierea sau îndepărtarea corpului duce la creş-

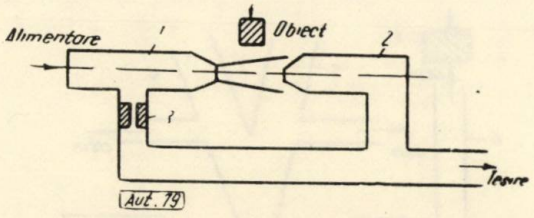


Fig. 2

terea sau diminuarea presiunii din conducta de ieşire.

O altă categorie de sesizoare fluidice este constituită din elemente funcţionînd pe baza principiului Coandă, la care apropierea sau îndepărtarea unui obiect provoacă o variaţie a presiunii de comutaţie a elementului respectiv. Un prim sesizor din această categorie este reprezentat în figura 3. Acesta este construit dintr-un element monostabil cu reacţie pozitivă ajustabilă [2], [3], [5].

Jetul de putere emis prin ajutajul *1* se ataşează la peretele *2* şi rămîne în această poziţie graţie reacţiei realizate prin intermediul conductei *4*. Datorită rezistenţelor *8* şi *5*, aceasta din urmă variabilă, presiunea statică în conducta *7* este mai mică decît cea din conducta *6* atunci cînd conducta *11* nu este obturată.

Apropierea unui obiect *10* provoacă creşterea presiunii statice în conducta *7*, jetul este desprins de la peretele *2* şi îndreptat către ieşirea activă *3*. Îndepărtarea obiectului *10* duce la revenirea jetului în conducta *2*, întrucît elementul folosit este monostabil.

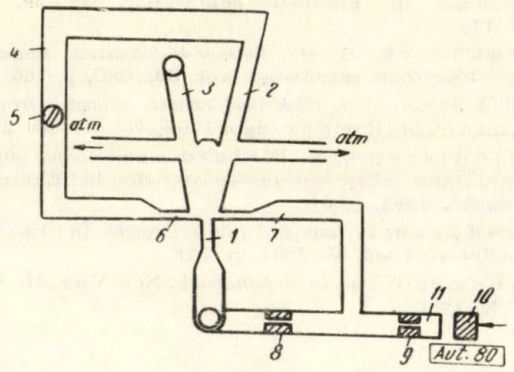


Fig. 3

Pentru a modifica sensibilitatea elementului, adică distanţa de la care sesizează apropierea unui obiect, se modifică rezistenţa variabilă *5*.

Sesizorul din figura 4 utilizează, de data aceasta, un element bistabil [4]. Cînd conducta *6* este în legătură cu atmosfera, aranjînd raportul rezistenţelor *7* şi *8* (ultima fiind variabilă), se poate obţine ca presiunea statică în conducta *2* să fie mai mică decît presiunea statică din conducta *3* şi jetul de putere emis prin *1* se va ataşa la peretele *5*.

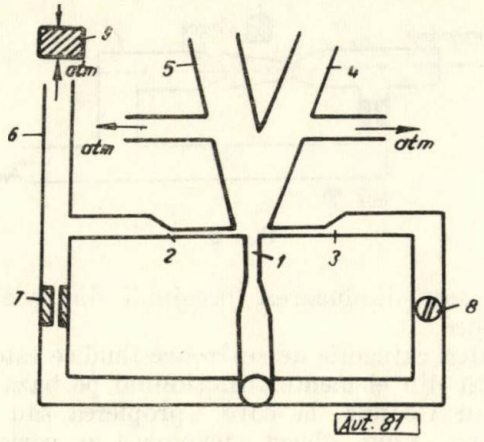


Fig. 4

Apropiind obiectul care urmează să fie sesizat de capătul conductei *6*, presiunea statică în canalul *2* creşte peste valoarea presiunii statice din canalul *3* şi jetul din *1* va fi abătut spre peretele *4* de care se va ataşa. Îndepărtarea obiectului *9* provoacă basculareа din nou a jetului de putere spre peretele *5*. Prin modificarea rezistenţei variabile *8*, se modifică de fapt sensibilitatea elementului, adică distanţa de la care începe să simtă apropierea obiectului *9*.

În toate cazurile analizate avem de a face cu acţiunea unui corp asupra unui curent de aer. În ultimele două exemple, această acţiune provoacă modificarea într-o conductă a presiunii de comutaţie a unui jet în elementele care funcţionează pe baza efectului Coandă. Fie valoarea acestei presiuni de comutaţie p_c. Prin apropierea unui obiect *2* de ajutajul *1* (fig. 5), presiunea în cameră trebuie să crească la $p'_c \geqslant p_c + p_p$. Prin îndepărtarea obiectului, presiunea trebuie să scadă la $p''_c < p_c + p_p$. Cu p_p s-a notat

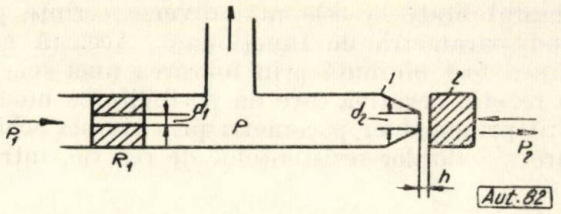


Fig. 5

presiunea de polarizare (presiunea care acţionează asupra jetului de putere în sens opus presiunii de comandă). Elementul din figura 5 are de fapt două rezistenţe: una constantă

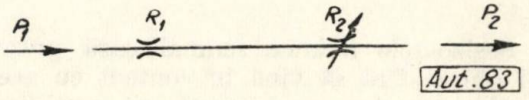


Fig. 6

R_1 şi alta variabilă R_2 formată de obiectul *2* şi ajutajul *1*. Acest element poate fi asimilat cu o conductă pe care se găsesc două rezistenţe (fig. 6).

Presiunea care se realizează în camera ajutajului *1* va avea valoarea:

$$p = \frac{p_1 - p_2}{\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4 + 1} + p_2. \qquad (1)$$

Cînd obiectul *2* se îndepărtează, presiunea p_2 scade pînă la valoarea presiunii atmosferice, deci: $p_2 = 0$. În acest caz, relaţia (1) devine:

$$p = \frac{p_1}{\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4 + 1}. \qquad (2)$$

Presiunea p rezultată din (2) este de fapt p''_c menţionată mai înainte; p_1 este presiunea de alimentare a sesizorului, iar d_1 şi d_2 diametrele orificiilor date în figura 5.

Pe măsură ce se apropie obiectul *2* de ajutajul *1*, creşte presiunea p_2 şi creşte p dat de relaţia (1), iar cînd ajutajul *1* este complet obturat, atunci $p_2 = p_1$ şi din relaţia (1) se vede că teoretic $p = p_1$. Înainte de obturarea completă, p atinge valoarea $p_c + p_p$.

Variaţia presiunii p din camera ajutajului cu deplasarea h a obiectului mobil 2 se poate observa şi din diagrama dată în figura 7. Aceasta reprezintă de fapt caracteristica statică

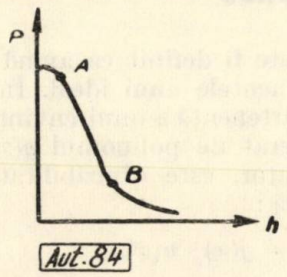


Fig. 7

a elementului din figura 5. Pe porţiunea cuprinsă între punctele A şi B, caracteristica este liniară.

Se revine la relaţia (1) şi, avînd în vedere că $p_2 = f\left(\frac{1}{h}\right)$, se poate scrie pentru cazul cînd elementul trebuie să semnalizeze apropierea unui obiect la distanţa h_1:

$$\frac{p_1 - f\left(\frac{1}{h_1}\right)}{\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4 + 1} + f\left(\frac{1}{h_1}\right) \geqslant p_c + p_p. \qquad (3)$$

Presiunea de polarizare p_p este de fapt presiunea de alimentare p_1 diminuată cu căderea de presiune de pe rezistenţa variabilă R_v

$$p_p = p_1 - R_v \cdot q. \qquad (4)$$

Aşadar înlocuind (4) în (3), se obţine:

$$A \cdot f\left(\frac{1}{h_1}\right) + R_v \cdot q \geqslant p_c + p_1 A, \qquad (5)$$

în care:

$$A = 1 - \frac{1}{\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4 + 1}.$$

Parametrii A, p_1, p_c, q sînt constanţi. Din relaţia (5) se poate determina care trebuie să fie valoarea rezistenţei variabile R_v pentru ca sesizorul să semnaleze apropierea unui obiect la o distanţă de exemplu h_1. Funcţiile $f\left(\frac{1}{h}\right)$ se pot determina experimental.

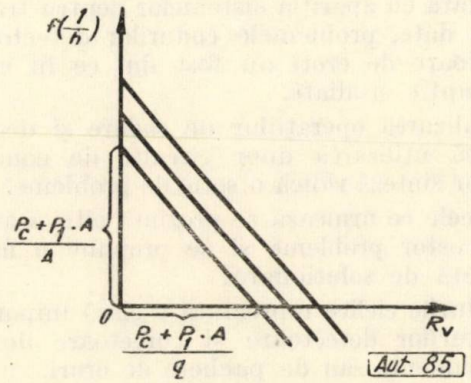


Fig. 8

Variaţiile funcţiei $f\left(\frac{1}{h}\right)$ cu R_v se pot vedea din diagrama dată în figura 8. Pentru diverse valori ale presiunii de alimentare p_1 sau ale raportului d_2/d_1 se obţine o familie de drepte.

BIBLIOGRAFIE

[1] Monge, M. *Fluidica, o nouă contribuţie tehnică la reducerea costurilor şi creşterea eficienţei în automatică.* Memoriu prezentat la al XII-lea congres naţional A.M.I., Torino, 1965.

[2] Abbate Daga, A. *Tendinţe şi orientări în aplicaţiile amplificatoarelor cu fluid la controlul automat al maşinilor-unelte.* Memoriu prezentat la al XII-lea congres naţional A.M.I., Torino, 1965.

[3] *Amplificatore a fluido a controreazione pozitiva aggiustabile.* Brevet italian nr. 30051.

[4] Cianflone, F. *L'algebra di Boole e i circuiti logici.* Milano, ETAS KOMPASS, 1968.

[5] Sharp-Bath, R. *Non-contact measurement for machine tool control.* First international conference on fluid logic and amplification, Cranfield (Anglia), 1965.

[6] Florea, S. şi Dumitrache, I. *Elemente de execuţie hidraulice şi pneumatice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

Ing. IULIA KUN

Scheme utilizate la codarea şi decodarea codurilor ciclice

O dată cu apariţia sistemelor pentru transmisii de date, problemele codurilor detectoare şi corectoare de erori au fost din ce în ce mai amănunţit studiate.

Realizarea operaţiilor de codare şi decodare implică utilizarea unor circuite de comutaţie a căror sinteză ridică o serie de probleme.

În cele ce urmează se prezintă cîteva aspecte ale acestor probleme şi se propune o metodă concretă de soluţionare.

Codurile ciclice reprezintă o clasă importantă a codurilor detectoare şi corectoare de erori independente sau de pachete de erori.

Sumar, codurile ciclice binare pot fi descrise în felul următor [1], [2]: dacă se notează cu n lungimea cuvintelor de cod, atunci ele pot fi reprezentate în algebra polinoamelor modulo $x^n + 1$ prin clase de resturi ce au drept reprezentanţi (adică polinoame de grad minim din clasele respective) polinoame în x de grad $n-1$:

$$\{v(x)\} = \{v_{n-1}x^{n-1} + \ldots + v_1x + v_0\}, \quad (1)$$

unde coeficienţii v_i aparţin cîmpului Galois cu două elemente $GF(2)$. Elementele acestui cîmp se notează cu 0, respectiv cu 1. Aici şi în cele ce urmează toate operaţiile se efectuează în $GF(2)$. Regulile de adunare şi înmulţire sînt date de tabelele de mai jos*.

Adunare modulo doi

+	0	1
0	0	1
1	1	0

Înmulţire modulo doi

·	0	1
0	0	0
1	0	1

Trebuie subliniat faptul că adunarea şi scăderea modulo doi coincid, deoarece conform tabelului de adevăr, dacă $a \in GF(2)$, atunci:

$$a + a = 0. \quad (2)$$

Fie $g(x)$ un polinom de gradul m, divizor al polinomului x^n+1. Idealul I_g, generat de $g(x)$, are ca elemente clase de resturi modulo x^n+1 ce au drept reprezentanţi polinoame divizibile prin $g(x)$. Altfel spus, o clasă de resturi aparţine idealului I_g dacă şi numai dacă reprezentantul ei este divizibil prin $g(x)$. Gradul lui $g(x)$ fiind m, dimensiunea idealului este $n - m = k$.

Un cod ciclic poate fi definit ca avînd drept cuvinte de cod elementele unui ideal. În acest caz, criteriul de apartenenţă a unui cuvînt $\{v(x)\}$ la codul ciclic generat de polinomul $g(x)$ numit polinom generator, este divizibilitatea lui $v(x)$ prin $g(x)$, adică:

$$v(x) = g(x) \cdot u(x). \quad (3)$$

Pe de altă parte, notînd:

$$h(x) = \frac{x^n + 1}{g(x)} \quad (4)$$

şi ţinînd seamă de regula de înmulţire în algebra polinoamelor modulo $x^n + 1$ şi de faptul că:

$$\{x^n + 1\} = \{0\}, \quad (5)$$

rezultă:

$$\{h(x)\}\cdot\{v(x)\} = \{h(x)\cdot v(x)\} = \{h(x)\cdot g(x)\cdot u(x)\} = \{(x^n+1)\cdot u(x)\} = \{x^n+1\}\cdot\{u(x)\} = \{0\}\cdot\{u(x)\} = \{0\}. \quad (6)$$

Deoarece $\{h(x)\}$ este un element al idealului I_h generat de $h(x)$, rezultă că $\{v(x)\}$ se găseşte în spaţiul nul al acestui ideal. Poate fi deci formulat echivalentul criteriului de apartenenţă enunţat anterior, şi anume: $\{v(x)\}$ aparţine codului ciclic generat de $g(x)$ dacă şi numai dacă $\{v(x)\}$ se găseşte în spaţiul nul al idealului I_h generat de $h(x)$, unde $g(x)$ şi $h(x)$ satisfac relaţia (4).

Din cele de mai sus rezultă logic operaţiile ce trebuie efectuate la codare şi la decodare.

La codare, fiind date simbolurile de informaţie (în număr de k), trebuie determinate simbolurile de control astfel, încît cuvîntul $v(x)$ obţinut să fie divizibil prin $g(x)$.

O metodă de codare este următoarea: polinomul de grad cel mult egal cu $k-1$, care are drept coeficienţi cele k simboluri de informaţie, se înmulţeşte cu polinomul $g(x)$. Produsul rezultat este cuvîntul de cod căutat, în care simbolurile de control sînt intercalate între cele de informaţie. Adesea se preferă să se lucreze cu coduri sistematice, la care simbolurile de informaţie se află pe k poziţii alăturate, iar cele de control pe restul de $n-k$ poziţii. Se poate forma un polinom $f(x)$ de grad $n-1$, care să aibă primii coeficienţi $f_{n-1}\ldots f_{n-k}$ tocmai simbolurile de informaţie, iar restul coeficienţilor nuli. Conform algoritmului lui Euclid:

$$f(x) = g(x) \cdot u(x) + r(x), \quad (7)$$

unde gradul restului $r(x)$ este mai mic decît $m = n-k$, gradul lui $g(x)$.

* Deoarece nu pot apărea confuzii, în articolul de faţă în locul semnelor $\odot$ şi $\oplus$, utilizate de obicei pentru indicarea operaţiilor modulo doi, se utilizează semnele · şi + ·

Din (7) rezultă:

$$f(x) + r(x) = g(x) \cdot u(x), \qquad (8)$$

deci $\{f(x) + r(x)\}$ este cuvînt de cod.

De aici decurge o metodă de codare care utilizează un circuit de împărţire: se împarte $f(x)$ prin $g(x)$ şi restul obţinut se adună cu polinomul $f(x)$. Deoarece polinomul $f(x)$ are ultimii $n-k$ coeficienţi nuli, iar polinomul $r(x)$ este de grad cel mult egal cu $n-k-1$, rezultă că se obţine un cod sistematic, cuvintele căruia conţin pe primele k poziţii simbolurile de informaţie şi pe ultimele $n-k$ simbolurile de control.

La decodare trebuie efectuată împărţirea cuvîntului recepţionat $v'(x)$ prin $g(x)$. Dacă restul împărţirii este diferit de zero, rezultă că $v'(x)$ nu este cuvînt de cod. Această informaţie este suficientă în cazul detecţiei erorilor. În cazul codurilor corectoare de erori se pune problema determinării poziţiilor simbolurilor ce au fost afectate de eroare, cunoscînd restul împărţirii lui $v'(x)$ prin $g(x)$. Această problemă însă nu constituie obiectul articolului de faţă.

În continuare se vor analiza unele scheme de înmulţire şi de împărţire a polinoamelor care se utilizează la codarea şi decodarea codurilor ciclice.

Toate aceste scheme, denumite de Huffman [3] filtre secvenţiale liniare, au drept elemente componente celule binare, sumatoare modulo doi şi multiplicatoare cu constante aparţinînd cîmpului $GF(2)$, ale căror reprezentări simbolice sînt date în figura 1. Celula binară trece în sta-

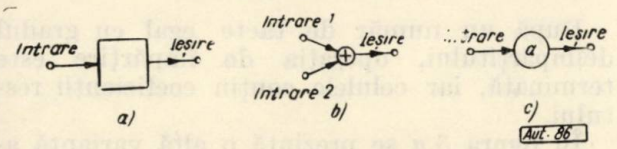


Fig. 1. Reprezentări simbolice:
a) celulă binară; b) sumator modulo doi; c) multiplicator cu constanta $a \in GF(2)$.

rea corespunzătoare semnalului de la intrare la aplicarea tactului. În figura 1, cît şi în continuare, nu sînt figurate intrările de tact ale celulelor binare. Semnalul la ieşirea celulei binare corespunde stării în care se află celula. Sumatorul modulo doi are două intrări şi o ieşire şi realizează suma modulo doi conform tabelului de adevăr dat mai sus. Multiplicatorul cu constanta $a \in GF(2)$ reprezintă un contact închis, dacă a=1, sau un contact deschis, dacă $a = 0$.

Secvenţele de intrare şi de ieşire reprezintă coeficienţii polinoamelor respective, aşezaţi în ordinea descrescătoare a indicilor.

Aceasta înseamnă că, dacă secvenţa de intrare este:

$$z_l z_{l-1} \ldots z_1 z_0, \qquad (9)$$

atunci polinomul de intrare este:

$$z(x) = z_l x^l + z_{l-1} x^{l-1} + \ldots + z_1 x + z_0, \qquad (10)$$

unde z_l se aplică la intrare la primul tact, z_{l-1} la tactul următor etc.

Pentru analiza comodă a schemelor secvenţiale liniare, Huffman [3] a introdus un operator de întîrziere D. Ţinînd seamă de faptul că D reprezintă întîrzierea cu un tact (întîrzierea introdusă de o celulă binară), rezultă că produsul $D^i a$ reprezintă simbolul a întîrziat cu i tacte.

Utilizînd operatorul D, secvenţa de intrare (9) poate fi pusă sub forma:

$$z_l + z_{l-1} D + \ldots + z_1 D^{l-1} + z_0 D^l \qquad (11)$$

sau:

$$D^l [z_l D^{-l} + z_{l-1} D^{-(l-1)} + \ldots + z_1 D^{-1} + z_0], \qquad (12)$$

unde s-a ţinut seama că:

$$D^\circ = I \qquad (13)$$

reprezintă operatorul identitate.

Este util de observat că înmulţirii cu x îi corespunde înmulţirea cu D^{-1}, respectiv împărţirii prin x îi corespunde împărţirea prin D^{-1}.

De aici rezultă că înmulţirea, respectiv împărţirea cu un polinom în x este echivalentă cu înmulţirea, respectiv împărţirea cu acelaşi polinom în D^{-1}.

Ideea lui Huffman care stă la baza analizei schemelor secvenţiale liniare constă în a determina „funcţia de transfer" a schemei, care se defineşte ca fiind raportul dintre secvenţa de ieşire şi cea de intrare.

Pentru o schemă dată, determinarea funcţiei de transfer se face foarte comod dacă se recurge la teoria grafelor. La construirea grafului unei scheme secvenţiale liniare binare trebuie să se ţină seamă de faptul că unei celule binare îi corespunde o ramură de transmitanţă D, unui multiplicator cu constanta a — o ramură de transmitanţă a, iar unui sumator modulo doi îi corespunde un nod, în care însumarea semnalelor se face, evident, modulo doi. Notînd secvenţa de intrare cu Z şi cea de ieşire cu Y, funcţia de transfer este tocmai transmitanţa grafului între nodul de intrare şi cel de ieşire, transmitanţă ce se poate determina cu ajutorul formulei lui Mason [4]:

$$\frac{Y}{Z} = \frac{[(C_1 + C_2 + \ldots + C_k)(I + L_1)(I + L_2) \ldots (I + L_r)]^*}{[(I + L_1)(I + L_2) \ldots (I + L_r)]^*}, \qquad (14)$$

unde prin C_i s-a notat transmitanţa căii i, prin L_j transmitanţa buclei j, prin I operatorul identitate, iar asteriscurile indică faptul că din

expresiile respective trebuie eliminaţi termenii ce conţin produse între bucle şi căi sau între bucle adiacente.

În cele ce urmează se consideră că iniţial celulele oricărei scheme secvenţiale liniare binare se găsesc în starea zero.

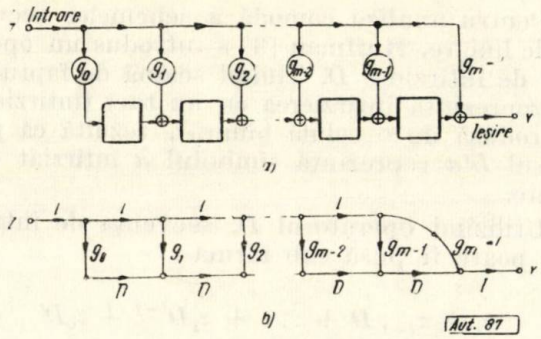


Fig. 2. Schemă de înmulţire cu polinomul $g(x)$ şi graful corespunzător.

În figura 2 este reprezentată o schemă de înmulţire cu polinomul de grad m, $g(x) = x^m + g_{m-1}x^{m-1} + \ldots + g_1x + g_0$, ($g_m = 1$), precum şi graful corespunzător.

Funcţia de transfer este:

$$\frac{Y}{Z} = \frac{I + g_{m-1}D + \ldots + g_1D^{m-1} + g_0D^m}{I} =$$

$$= D^m[D^{-m} + g_{m-1}D^{-(m-1)} + \ldots + g_1D^{-1} + g_0]. \quad (15)$$

Din funcţia de transfer (15) rezultă că schema înmulţeşte secvenţa de intrare cu polinomul $g(D^{-1})$, produsul apărînd la ieşire cu o întîrziere de m tacte. Explicaţia acestei întîrzieri este următoarea: considerînd gradul polinomului de intrare l, gradul polinomului de ieşire va fi $l+m$, ceea ce înseamnă că, o dată cu aplicarea la intrare a coeficientului lui x^l, la ieşire se

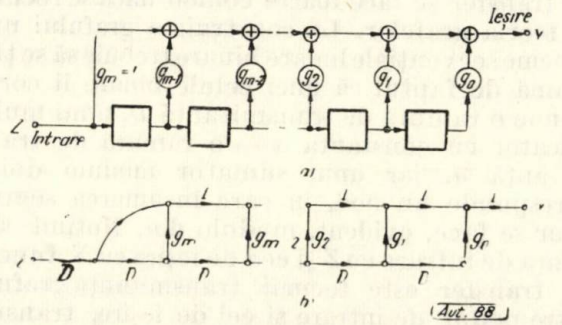


Fig. 3. Schemă de înmulţire cu polinomul $g(x)$ şi graful corespunzător.

obţine coeficientul lui x^{l+m}, coeficientul lui x^l obţinîndu-se la ieşire abia după m tacte. După $l+m$ tacte, operaţia de înmulţire este terminată şi din nou toate celulele se găsesc în stare zero.

O altă variantă a realizării înmulţirii cu acelaşi polinom $g(x)$ este prezentată în figura 3,*a*. Funcţia de transfer a grafului corespunzător, reprezentat în figura 3,*b*, este:

$$\frac{Y}{Z} = \frac{I + g_{m-1}D + \ldots g_1D^{m-1} + g_0D^m}{I} =$$

$$= D^m[D^{-m} + g_{m-1}D^{-(m-1)} + \ldots + g_1D^{-1} + g_0]. \quad (16)$$

Se observă că funcţiile de transfer ale celor două scheme de înmulţire coincid.

O schemă de împărţire cu polinomul $g(x)$ este dată în figura 4,*a*, iar în figura 4,*b* este reprezentat graful corespunzător, funcţia de transfer fiind:

$$\frac{Y}{Z} = \frac{D^m}{I + g_{m-1}D + \ldots + g_1D^{m-1} + g_0D^m} =$$

$$= \frac{I}{D^{-m} + g_{m-1}D^{-(m-1)} + \ldots + g_1D^{-1} + g_0}, \quad (17)$$

de unde se vede că se realizează împărţirea cu polinomul $g(D^{-1})$.

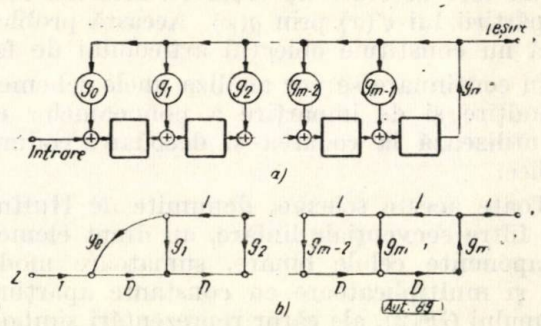


Fig. 4. Schemă de împărţire cu polinomul $g(x)$ şi graful corespunzător.

După un număr de tacte egal cu gradul deîmpărţitului, operaţia de împărţire este terminată, iar celulele conţin coeficienţii restului.

În figura 5,*a* se prezintă o altă variantă a împărţirii cu polinomul $g(x)$. Cu ajutorul gra-

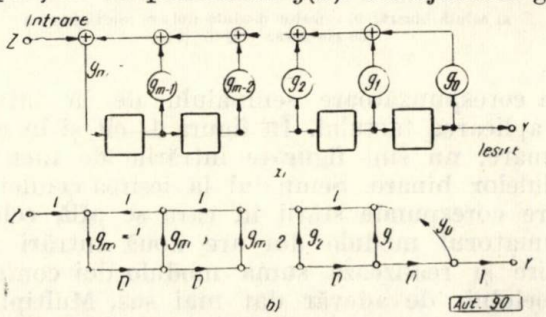


Fig. 5. Schemă de împărţire cu polinomul $g(x)$ şi graful corespunzător.

fului corespunzător din figura 5,*b* se calculează funcţia de transfer:

$$\frac{Y}{Z} = \frac{D^m}{I + g_{m-1}D + \ldots + g_1D^{m-1} + g_0D^m} =$$

$$= \frac{I}{D^{-m} + g_{m-1}D^{-(m-1)} + \ldots + g_1D^{-1} + g_0}, \quad (18)$$

care coincide cu funcţia de transfer a schemei de împărţire precedente.

Trebuie menţionat însă faptul că, la terminarea operaţiei de împărţire, celulele vor conţine restul într-o formă modificată.

Din cele de mai sus se vede că atît înmulţirea, cît şi împărţirea se pot realiza cu ajutorul unor scheme secvenţiale liniare binare, la care sumatoarele modulo doi sînt situate fie între celule (ca în fig. 2 şi fig. 4), fie în afara lor (ca în fig. 3 şi fig. 5).

Realizarea unui sumator modulo doi cu circuite logice se poate face ţinînd seamă de relaţiile :

$$a + b = a\bar{b} \cup \bar{a}b; \qquad (19)$$

$$a + b = (a \cup b)\,(\bar{a} \cup \bar{b}). \qquad (20)$$

Dacă semnalele ce se însumează se culeg de la ieşirile unor celule binare, atunci nu mai sînt necesare circuite de negare, semnalele negate putînd fi culese de la ieşirile opuse ale aceloraşi celule binare.

Ţinînd seamă de relaţiile (19) şi (20) şi de consideraţiile de mai sus, se pot construi sumatoare modulo doi conform schemelor logice din figura 6.

Dacă se utilizează schemele secvenţiale liniare binare cu sumatoarele modulo doi situate între celule, însumarea modulo doi se poate realiza mult mai simplu. Fie două celule binare cu un sumator între ele, aşa cum se arată în figura 7, *a*.

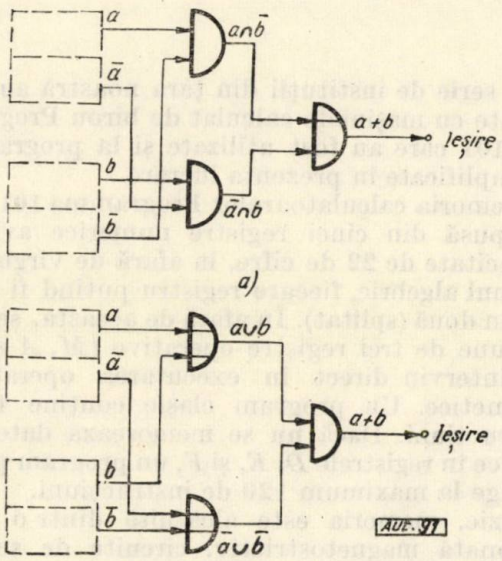


Fig. 6. Schemele logice ale unor sumatoare modulo doi, realizate conform relaţiilor (19) şi (20).

La aplicarea tactului, dacă $a=0$, celula a doua trebuie să treacă în starea primei celule, iar dacă $a=1$, în starea opusă stării primei celule. În figura 7, *b* şi 7, *c* se arată cum trebuie legate între ele cele două celule pentru ca, la aplicarea tactului, celula a doua să treacă în starea primei

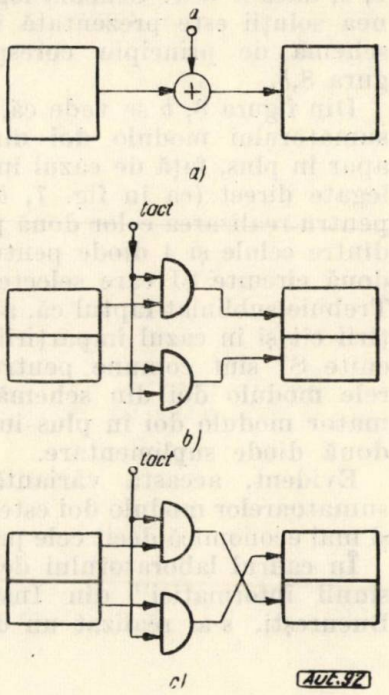


Fig. 7. Două celule binare cu un sumator modulo doi între ele şi schemele logice corespunzătoare cazurilor $a = 0$ şi $a = 1$.

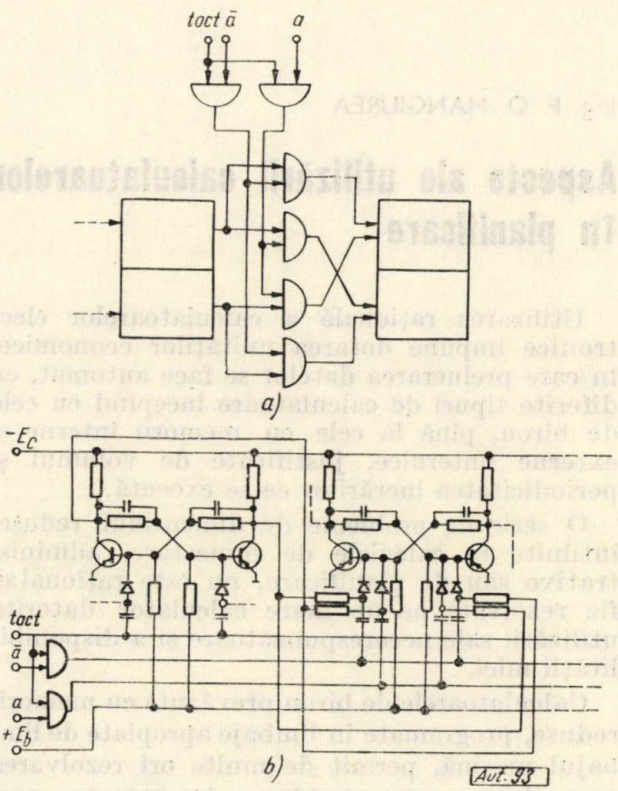


Fig. 8. Două celule binare cu un sumator modulo doi între ele : a) schema logică; b) schema de principiu.

celule, respectiv în starea opusă stării primei celule.

Rezultă că sumatorul modulo doi situat între cele două celule poate fi înlocuit printr-un

circuit care să asigure legăturile între celule ca în figura 7, *b*, dacă $a=0$, respectiv ca în figura 7, *c*, dacă $a = 1$. Schema logică a unei asemenea soluţii este prezentată în figura 8, *a*, iar schema de principiu corespunzătoare în figura 8,*b*.

Din figura 8, *b* se vede că, pentru realizarea sumatorului modulo doi dintre două celule, apar în plus, faţă de cazul în care celulele sînt legate direct (ca în fig. 7, *b*), numai 2 diode pentru realizarea celor două porţi suplimentare dintre celule şi 4 diode pentru realizarea celor două circuite ŞI care selectează bara de tact. Trebuie subliniat faptul că, atît în cazul înmulţirii cît şi în cazul împărţirii, aceste două circuite ŞI sînt comune pentru toate sumatoarele modulo doi din schemă. Deci fiecare sumator modulo doi în plus implică utilizarea a două diode suplimentare.

Evident, această variantă de realizare a sumatoarelor modulo doi este mult mai comodă şi mai economică decît cele prezente în figura 6.

În cadrul laboratorului de „Teoria transmisiunii informaţiei" din Institutul politehnic Bucureşti, s-a realizat un dispozitiv didactic de codare-decodare pentru un cod Fire corector de pachete de trei erori [5], [6]. Atît codorul cît şi decodorul sînt construite cu ajutorul unor scheme secvenţiale de împărţire cu sumatoarele modulo doi situate între celule şi realizate conform schemei din figura 8, *b*.

BIBLIOGRAFIE

[1] Peterson, W. *Error-correcting codes.* MIT Press and John Wiley, New York, London, 1961.

[2] Spătaru, Al. *Teoria transimisiunii informaţiei*, vol. II (în curs de publicare la Editura tehnică).

[3] Huffman, D. *The Synthesis of Linear Sequential Coding Networks.* Lucrare prezentată la Simpozionul de „Teoria Informaţiei", Londra, 12—16 septembrie 1955.

[4] Mason, J. şi Zimmermann, F. *Electronic Circuits, Signals and Systems.* John Willey, New York, London, 1961.

[5] Abramovici, G. *Dispozitiv didactic de codare pentru un cod Fire corector de pachete de trei erori.* Proiect de diplomă, 1969.

[6] Cornescu, C. *Dispozitiv didactic de decodare pentru un cod Fire corector de pachete de trei erori.* Proiect de diplomă, 1969.

Ing. F. O. MANGIUREA

Aspecte ale utilizării calculatoarelor electronice de birou în planificare

Utilizarea raţională a calculatoarelor electronice impune dotarea unităţilor economice, în care prelucrarea datelor se face automat, cu diferite tipuri de calculatoare începînd cu cele de birou, pînă la cele cu memorii interne şi externe puternice, justificate de volumul şi periodicitatea lucrărilor ce se execută.

O serie de probleme de dimensiuni reduse, întîlnite în calculele de proiectare, administrative sau de planificare, nu este raţional să fie rezolvate pe un mare calculator datorită utilizării sale necorespunzătoare şi a disponibilităţii mici.

Calculatoarele de birou prevăzute cu memorii reduse, programate în limbaje apropiate de limbajul maşină, permit de multe ori rezolvarea operativă a unor probleme interesante care, rezolvate cu ajutorul maşinilor mecanografice obişnuite, ar necesita un timp de aproximativ zece ori mai mare.

O serie de instituţii din ţara noastră au fost dotate cu maşini de calculat de birou Programma 101 care au fost utilizate şi la programele exemplificate în prezenta lucrare.

Memoria calculatoarelor Programma 101 este compusă din cinci registre numerice avînd o capacitate de 22 de cifre, în afară de virgulă şi semnul algebric, fiecare registru putînd fi divizat în două (splitat). În afară de aceasta, se mai dispune de trei registre operative (M, A şi R) ce intervin direct în executarea operaţiilor aritmetice. Un program clasic conţine 48 de instrucţiuni. Dacă nu se memorează date numerice în registrele D, E, şi F, un program poate ajunge la maximum 120 de instrucţiuni.

Fizic, memoria este alcătuită dintr-o linie acţionată magnetostrictiv, circuite de scriere şi citire din linie şi circuite de regenerare ale memoriei. Oprirea maşinii conduce la ştergerea tuturor informaţiilor din memorie.

Dispozitivele de ieşire ale acestui tip de calculator sînt : imprimanta, care tipăreşte pe 28 de coloane cu o viteză de 30 de caractere pe secundă şi un dispozitiv de înregistrare pe cartelă

---

* Articolul se adresează celor care învaţă să lucreze pe calculatorul Programma 101.

magnetică pe care se poate înregistra programul sau o serie de date din memoria calculatorului. Există astfel posibilitatea creării unei „biblioteci" de programe înregistrate pe cartele magnetice. Dispozitivele de intrare sînt reprezentate de tastatură şi de cartela magnetică.

Exemple de tabele rezolvate cu ajutorul calculatoarelor de birou

În general, bibliotecile de programe ale calculatoarelor de birou conţin programe matematice pentru calculul logaritmilor, al anumitor funcţii trigonometrice, exponenţiale, determinanţi, programe de fizică, mecanică, electrotehnică, statistică, calcule administrative pentru diferite tipuri de facturi, procente, preţuri medii etc.

Aceste calculatoare pot fi utilizate în munca administrativă şi de planificare pentru calculul unor tabele sau formulare centralizatoare, aplicaţii mai puţin întîlnite în bibliotecile de programe ale furnizorilor.

Cu cît numărul de date de intrare este mai mic şi numărul calculelor efectuate este mai mare, randamentul acestor maşini de calculat este mai bun (deoarece datele de intrare sînt introduse de operator manual pe tastatură).

Un tabel simplu, al cărui program a fost înregistrat pe o singură cartelă magnetică a calculatorului de birou Programma 101, este acela al totalizării a cinci coloane pe orizontală şi a n coloane pe verticală, aplicat pe suma valorilor a n produse repartizate pe anii unui cincinal.

Datele de intrare ale tabelului sînt:

$$\begin{matrix} a_{11} & a_{12} \ldots a_{1j} \\ a_{21} & a_{22} \ldots a_{2j} \\ \vdots & \\ a_{i1} & a_{i2} \ldots a_{ij} \end{matrix}$$

Datele calculate:

a) pe fiecare linie:

$$\sum_{j=1}^{5} a_{1j}, \sum_{j=1}^{5} a_{2j}, \sum_{j=1}^{5} a_{3j}, \ldots, \sum_{j=1}^{5} a_{ij};$$

b) pentru fiecare coloană:

$$\sum_{i=1}^{n} a_{i1}, \sum_{i=1}^{n} a_{i2}, \sum_{i=1}^{n} a_{i3}, \ldots, \sum_{i=1}^{n} a_{i5}.$$

Datele finale calculate:

$$\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5} a_{ij}, \frac{\sum_{i=1}^{n} a_{i1}}{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5} a_{ij}} \cdot 100,$$

$$\frac{\sum_{i=1}^{n} a_{i2}}{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5} a_{ij}} \cdot 100, \ldots, \frac{\sum_{i=1}^{n} a_{i5}}{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5} a_{ij}} \cdot 100.$$

Schema logică de calcul şi programul sînt redate în figura 1.

Urmărirea programului realizat pentru acest tabel arată modul de utilizare al calculatorului.

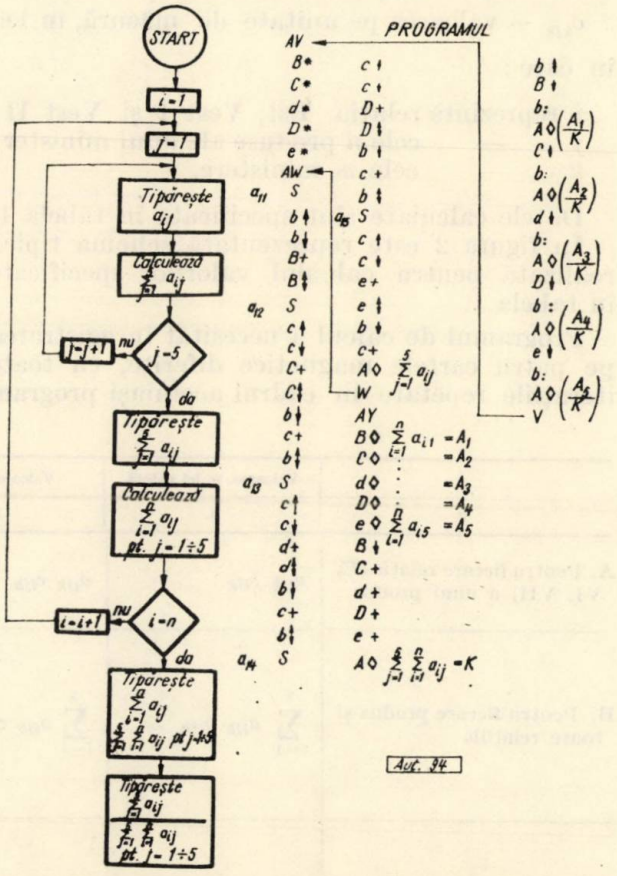


Fig. 1. Schema logică de calcul şi programul tabelului de totalizare.

După introducerea cartelei magnetice în maşină (pe care se află programul din figura 1), ne adresăm programului AV. Se înregistrează cele cinci cifre care reprezintă valorile unui produs pe cinci ani de plan, după care sînt afişate sumele pe orizontală, maşina revenind la programul AV.

După parcurgerea celor n produse, se apasă pe tasta Y (programul AY), calculîndu-se sumele pe verticală, precum şi celelalte date cerute.

Adresîndu-ne din nou programului AV la finele calculului, maşina trece automat în poziţia iniţială, programul începînd prin anularea automată a conţinutului registrelor B, C, d, D, e, astfel încît lucrul la maşină poate fi continuat fără a apăsa pe anulatorul general şi a introduce din nou cartela magnetică.

Un exemplu de tabel mai complex calculat pe un calculator Programma 101 este calculul influenţelor la buget din activitatea de import-export, redat mai jos.

Datele de intrare :

Pentru fiecare produs se dau valorile :

a_{ijk} — cantitatea de produse ;
b_{ijk} — valoarea pe unitate de măsură, în lei valută ;
c_{ijk} — valoarea pe unitate de măsură, în lei,

în care :

i reprezintă relaţia Est, Vest I şi Vest II ;
j — cele n produse ale unui minister ;
k — cele m ministere.

Datele calculate sînt specificate în tabela 1.

În figura 2 este reprezentată schema tipică realizată pentru calculul valorilor specificate în tabela 1.

Programul de calcul a necesitat înregistrarea pe patru cartele magnetice diferite, cu toate iteraţiile repetate în cadrul aceluiaşi program (pentru $i = 1 \ldots 3$, $j = 1 \ldots n$ şi $k = 1 \ldots m$). Cartela a 3-a a folosit drept suport de informaţie pentru ultima parte a calculelor.

Caracteristica programului pentru calculul influenţelor la buget este numărul mare de operaţii efectuate, respectiv o serie de subtotaluri pe relaţii, pe produse, pe minister şi pe economie.

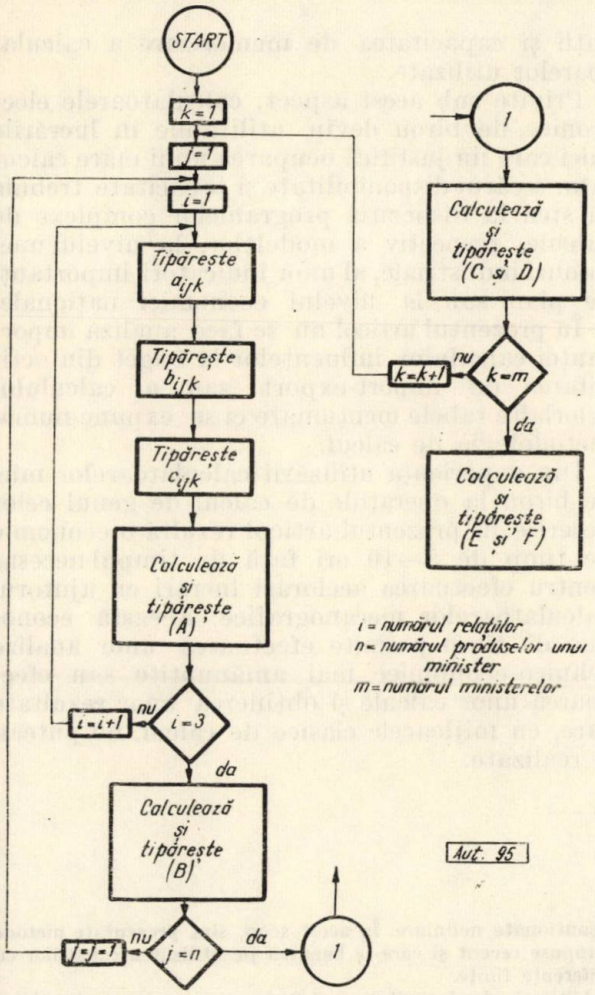
Un alt gen de tabele au un număr sporit de date de intrare (faţă de trei date de intrare ale tabelului indicat în exemplul anterior) şi un număr mai mare de totalizări. Datorită memoriei reduse a calculatoarelor electronice de birou şi aceste calcule trebuie efectuate etapizat în două, trei sau mai multe programe.

Pentru uşurarea calculelor şi eliminarea posibilităţilor de eroare au fost concepute şabloane de calcul care acoperă tabelul, lăsînd libere numai coloanele în care urmează să fie inserate rezultatele.

Tabela 1

0	Valoarea, în lei valută 1	Valoarea, în lei 2	Diferenţa de valoare 3	Cursul de revenire 4
A. Pentru fiecare relaţie (E, VI, VII) a unui produs	$a_{ijk}\ b_{ijk}$	$a_{ijk}\ c_{ijk}$	$a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$	$\frac{a_{ijk}\ c_{ijk}}{a_{ijk}\ b_{ijk}}$
B. Pentru fiecare produs şi toate relaţiile	$\sum_{i=1}^{3} a_{ijk}\ b_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3} a_{ijk}\ c_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3} a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$	$^{*}\ \frac{\sum_{i=1}^{3} a_{ijk}\ c_{ijk}}{\sum_{i=1}^{3} a_{ijk}\ b_{ijk}}$
C. Pentru un minister pe fiecare relaţie	$\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ b_{ijk}$ pentru $i = 1, 2, 3$	$\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk}$ pentru $i = 1, 2, 3$	$\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$ pentru $i = 1, 2, 3$	$^{*}\ \frac{\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk}}{\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ b_{ijk}}$
D. Pentru n produse, un minister pe toate relaţiile	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ b_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$	$^{*}\ \frac{\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ c_{ijk}}{\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n} a_{ijk}\ b_{ijk}}$
E. Pentru m ministere pe fiecare relaţie	$\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ b_{ijk}$ pentru $i = 1, 2, 3$	$\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ c_{ijk}$ pentru $i = 1, 2, 3$	$\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$ pentru $i=1, 2, 3$	$^{*}\ \frac{\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ c_{ijk}}{\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ b_{ijk}}$
F. Pe economie, pentru m ministere şi toate relaţiile	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ b_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ c_{ijk}$	$\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ c_{ijk} - a_{ijk}\ b_{ijk}$	$^{*}\ \frac{\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijf}\ c_{ijk}}{\sum_{i=1}^{3}\sum_{j=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} a_{ijk}\ b_{ijk}}$

* Cursuri de revenire medii pe produs, pe minister pentru fiecare relaţie, pe minister pentru toate relaţiile, pe economie pentru fiecare relaţie şi pe economie pentru toate relaţiile.



În figura 3 este redat un tabel de tipul celui descris anterior. Datele de intrare reprezintă cifrele trecute în coloanele 1—9 respectiv:

$$Y^{03} = Y_{ijk},$$

unde:

$j = 1, \ldots, m$ — numărul ramurilor din cadrul unui minister;
$i = 1, \ldots, n$ — numărul ministerelor;
$k = 1, \ldots, 9$ — numărul coloanelor.

Pentru fiecare rînd se calculează:

$$\eta_{ij10} = \frac{Y_{ij4}}{Y_{ij1}} \cdot 100 \text{ (coloana 10 în procente);}$$

$$\eta_{ij11} = \frac{Y_{ij8}}{Y_{ij4}} \cdot 100 \text{ (coloana 11 în procente).}$$

Pentru fiecare minister se calculează totalul pe ramuri:

$$\sum_{j=1}^{m} Y_{ijk} \quad \text{pentru } k = 1, 2, \ldots, 9;$$
$$\text{pentru } i = 1, 2, \ldots, n.$$

Pentru total economie se calculează:

$$\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{m} Y_{ijk} \quad \text{pentru } k = 1, 2, \ldots, 9.$$

Programul a fost realizat pe două cartele. Cu ajutorul primului program se calculează η_{ij10}, η_{ij11}, sumele parţiale şi totale pentru coloanele 1, 4 şi 8. În acest caz, peste tabel se

← Fig. 2. Schema logică a calculului influenţelor la buget din activitatea de import-export.

Indicatori	U.M.'	T-2 efectiv	T − 1			T					%	
			Plan iniţial prevăzut în HCM	Plan actualizat	Realizări preliminate	Plan cincinal		Propuneri îmbunătăţire			4/1	8/4
						Conform HCM	Actualizat	Minister	Dir. de ramură	Pe seama acţ. or. şt.		
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Ministerul Energiei Electrice												
— energie electrică												
— materiale de construcţii												
— construcţii de maşini												
Ministerul Minelor												
— extracţia minereurilor feroase												
— nemetalifere şi abrazive												
— materiale de construcţii												
— cărbuni												
— neferoase												
— construcţii de maşini												
— alimentară												
Ministerul Petrolului												
— petrol												
— gaz metan												
— construcţii de maşini												
— nemetalifere												
↓ Celelalte ministere												
TOTAL		Σ	Σ	Σ	Σ	Σ	Σ	Σ	Σ	Σ		

Fig. 3

aplică un şablon care acoperă toate coloanele în afară de coloanele 1, 4, 8, 10 şi 11.

Al doilea program realizează totalurile parţiale şi generale pentru coloanele $k = 2, 3, 5, 6, 7$ şi $i = 1, \ldots, n$.

Această împărţire a calculului în două programe s-a datorit exclusiv capacităţii reduse de memorizare a maşinii.

Concluzii

Calculatoarele electronice de birou prevăzute cu un număr restrîns de registre de memorizare îşi găsesc aplicaţii într-o serie de probleme întîlnite în calculele de proiectare, administrative sau în planificare.

Bibliotecile de programe existente indică într-o măsură foarte redusă utilizarea acestor calculatoare în calculul diferitelor tabele întîlnite în munca administrativă.

Pentru a ilustra o serie de posibilităţi de utilizare a calculatoarelor electronice de birou în munca administrativă s-a exemplificat modul de programare şi calcul a trei tipuri de tabele, mod ce poate fi generalizat în funcţie de aplicaţii şi capacitatea de memorizare a calculatoarelor utilizate.

Privite sub acest aspect, calculatoarele electronice de birou devin utilizabile în lucrările mici care nu justifică ocuparea unui mare calculator a cărui disponibilitate şi capacitate trebuie să stea la dispoziţia programelor complexe de calcule, respectiv a modelelor, la nivelul unei ramuri industriale, al unor indicatori importanţi de plan sau la nivelul economiei naţionale.

În prezentul articol nu se face analiza importanţei calculului influenţelor la buget din activitatea de import-export sau a calculului celorlalte tabele menţionate ci se expune numai metodologia de calcul.

Din experienţa utilizării calculatoarelor mici de birou la operaţiile de calcul de genul celor descrise în prezentul articol rezultă o economie de timp de 8—10 ori faţă de timpul necesar pentru efectuarea aceloraşi lucrări cu ajutorul calculatoarelor mecanografice. Această economie de timp permite efectuarea unor analize tehnico-economice mai amănunţite sau efectuarea unor calcule şi obţinerea unor rezultate care, cu mijloacele clasice de calcul, nu puteau fi realizate.

RECENZII

P. V i d a l. **Sisteme eşantionate neliniare** (Systèmes échantillonnés non linéaires). Gordon & Breach, Dunod, Paris-London -New York, 1968, 364 pag.

Lucrarea prof. Pierre Vidal este consacrată studiului sistemelor eşantionate neliniare care au o utilizare relativ mare în automatizările industriale. Această lucrare reprezintă de fapt prima monografie consacrată în întregime studiului acestor sisteme şi cuprinde nouă capitole.

În primele două capitole, care au un caracter introductiv, se prezintă unele noţiuni de bază privind calculul cu diferenţe finite şi teoria transformatei z. Un spaţiu mai mare este rezervat pentru prezentarea transformatei Carson şi a unor metode de rezolvare a ecuaţiilor cu diferenţe finite.

Capitolele 3 şi 4 sînt destinate prezentării unor metode de analiză a sistemelor eşantionate neliniare. Astfel, în capitolul 3 este analizată metoda planului discret al fazelor, iar în capitolul 4 metoda primei armonici. Dintre metodele de construire a traiectoriilor de fază trebuie menţionată o metodă originală care aparţine autorului. Ambele capitole conţin exemple numerice.

În capitolul 5 se descrie modul de utilizare a teoriei grafurilor în analiza sistemelor eşantionate neliniare. Astfel, sînt prezentate unele metode privind utilizarea variabilelor de stare în acest domeniu.

Una dintre cele mai importante probleme din teoria sistemelor eşantionate neliniare este analiza stabilităţii. Studiului acestei probleme îi este consacrat capitolul 6. Aici sînt prezentate mai multe criterii geometrice (Tipkin, Jury şi Lee) şi algebrice. Dintre criteriile algebrice, bazate pe utilizarea teoriei lui Liapunov, trebuie menţionat criteriul Wegrzyn-Vidal şi criteriul cercetătorului român Halanay. Pentru fiecare dintre criteriile expuse se prezintă şi exemple numerice de utilizare.

În capitolul 7 sînt analizate unele probleme referitoare la procesele tranzitorii şi oscilaţiile limită în sistemele eşantionate neliniare. Astfel, se stabilesc condiţiile de stabilitate în raport cu condiţiile iniţiale şi unele relaţii cu ajutorul cărora se poate determina timpul de răspuns. Deosebit de importantă este problema determinării oscilaţiilor limită la sistemele eşantionate neliniare. În acest scop, sînt prezentate metode propuse recent şi care se bazează pe utilizarea ecuaţiilor cu diferenţe finite.

Ultimele două capitole, 8 şi 9, au un caracter aplicativ şi se referă la sistemele cu modulare în durată a impulsurilor de comandă şi la sistemele care conţin convertoare analog-numerice. Pentru ambele tipuri de sisteme sînt prezentate mai multe exemple concrete, utilizîndu-se atît modelele prezentate în capitolele precedente, cît şi alte metode specifice.

Lucrarea de faţă reprezintă prima încercare de sistematizare globală a metodelor pentru analiza şi sinteza sistemelor eşantionate neliniare.

Avînd în vedere caracterul original al unor metode de analiză şi sinteză propuse de autor, precum şi numeroasele lucrări ale altor cercetători care sînt prezentate, cartea este deosebit de valoroasă şi utilă inginerilor şi cercetătorilor automatişti care au preocupări în domeniul teoriei şi utilizării sistemelor eşantionate neliniare.

S. Călin

Diagnosticarea automată şi regăsirea informaţiei în medicină (Maşinnaia diagnostika i informationnîi poisk v mediţine), Moscova, Nauka, 1969, 196 pag.

Lucrarea a apărut în biblioteca „Problemele ciberneticii biologice", sub egida Consiliului ştiinţific pentru complexul de probleme cibernetice al Academiei de Ştiinţe a Uniunii Sovietice. Volumul de faţă este redactat de eminenţi savanţi: A. A. Vîşnevki, membru activ al Academiei de ştiinţe medicale, acad. I. I. Artobolevski şi doctor docent M. L. Vîhovskii.

Monografia recenzată se ocupă de teoria şi practica diagnosticării automate şi de sistemele informaţionale utilizate în clinici, precum şi de dispozitivele tehnice care pot fi utilizate atît în diagnosticarea automată cît şi în sistemele informaţionale.

Problemele diagnosticării automate sînt tratate din punctul de vedere al utilizării calculatoarelor electronice, dar în prealabil, înainte de a se stabili algoritmul efectiv, se fac

unele consideraţii privind mă ura informaţiei dată de simptome; de aici decurge alegerea algoritmului rezolvant. Menţionăm că, de fapt, problema aceasta se încadrează în problematica mai generală a determinării optime a unei forme şi este deci o problemă de recunoaştere optimală.

Referitor la sistemele informaţionale din medicină, se tratează cu preferinţă unele probleme generale, în care predomină descrierea unor instalaţii electronice adesea convenţionale. Aceasta permite celor care nu cunosc problema mijloacelor de calcul să se familiarizeze cu aceste auxiliare preţioase ale ştiinţei şi tehnicii contemporane.

După această parte introductivă, se expun mai multe metode teoretice de diagnosticare automată, elaborate de M. L. Vihovskii. Menţionăm că, în afară de problema generală a spaţiului fazelor, se tratează şi problema elaborării unor sisteme instruibile care să diagnosticheze. Se dă o schemă logică a stabilirii optime a diagnosticului. Tot în prima parte, care are un caracter teoretic, se tratează şi problema regăsirii informaţiei.

În partea a doua se expun unele aplicaţii clinice ale rezultatelor şi metodelor prezentate în prima parte. Astfel se arată cum calculatoarele electronice pot fi utilizate în diagnosticarea unor forme de reumatism cardiac, ale reumatismului primar, ale icterului mecanic, ale icterului infecţios.

Partea a treia şi ultima se ocupă de mijloacele tehnice utilizate în scopurile indicate. Se arată astfel cum s-a modificat maşina Ural-2 în scopul prelucrării informaţiei medicale, dar se prezintă şi unele calculatoare analogice utilizate pentru diagnosticare, ceea ce constituie, desigur, o preocupare interesantă.

Lucrarea este însoţită de patru anexe în care se dau : enumerarea simptomelor în reumatismul cardiac; tabelă prezentînd organizarea memoriei în diagnosticarea, cu calculatorul electronic digital, a reumatismului cardiac; enumerarea simptomelor considerate în cazul icterului; organizarea memoriei în cazul diagnosticării automate a icterului.

Lucrarea abordează o tematică nouă şi deosebit de interesantă, deoarece problema diagnosticării automate prezintă atît un interes teoretic cît şi unul practic. În momentul de faţă se tinde tot mai mult la efectuarea unor controale periodice ale maselor mari ale populaţiei, în acelaşi timp trecîndu-se la automatizarea muncii de efectuare a analizelor biologice. În mod logic va urma automatizarea diagnosticării persoanelor examinate.

Prin tematica sa, prezenta lucrare interesează atît pe cibernetic ieni, cît şi pe biologi — în special pe medici, dar şi pe inginerii care se ocupă de calculatoarele electronice.

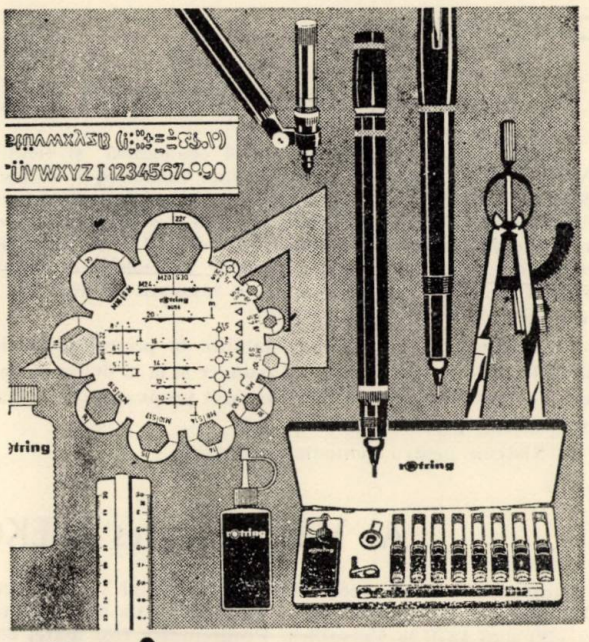
Ed. Nicolau

R. G. Hibberd. **Electronica semiconductoare** (Solid-state electronics). New York, McGraw-Hill, 1968, 170 pag.

Cartea lui Hibberd face parte din seria ultimelor cărţi cu profil electronic editată de firma Texas Instruments în cursul anului 1968. Lucrarea se prezintă sub forma unui ciclu de 12 lecţii, care acoperă problemele fizicii semiconductoarelor, ale teoriei transistoarelor, ale altor elemente semiconductoare, precum şi ale circuitelor integrate. Cum pînă în prezent au fost editate în toată lumea o multitudine de lucrări consacrate electronicii semiconductoare, se pune pe bună dreptate întrebarea cu privire la utilitatea lucrării de faţă. Spre deosebire de majoritatea lucrărilor care tratează aceeaşi temă, cartea lui Hibberd are un caracter aparte : aparatul matematic lipseşte cu desăvîrşire din ea, conţinutul cărţii fiind abordat doar sub aspect pur fizic. Autorul s-a achitat satisfăcător de sarcina pe care şi-a propus-o iniţial, relevînd bineînţeles doar sub aspect fizic, deci calitativ, funcţionarea dispozitivelor semiconductoare. Acest fapt permite chiar şi celor cu sumare cunoştinţe de fizică şi electronică să înţeleagă principiile de bază ale elementelor semiconductoare.

Combinat cu un curs de bază al teoriei semiconductoarelor şi transistoarelor, cartea lui Hibberd poate fi de un real folos studenţilor din facultăţile cu profil electronic. Ea ar putea fi folosită de asemenea pentru predarea sub o formă accesibilă a unor principii de bază care formează fundamentul fizic al electronicii, fiind în acelaşi timp un util îndreptar pedagogic. În fine, ea poate fi folosită şi de inginerii interesaţi în aspectele pur fizice ale unor fenomene în semiconductoare şi în dispozitivele semiconductoare moderne.

A. Silard



rotring

macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm.

Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere, de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea, a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă.

Cu Rotring se poate desena mai uşor — mai repede — mai raţional!

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie : stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE—WERK 2 Hamburg—54
POSTFACH 13 529
REPUBLICA FEDERALĂ A GERMANIEI

vă rugăm cereţi prospecte

PUBLICOM

CRONICĂ

Al III-lea simpozion IFAC, Toulouse, 2–6 martie 1970

Asociaţia franceză de cibernetică economică şi tehnică (Association française de cybernétique économique et technique) şi Consiliul de administraţie al zilelor electronicii din Toulouse (Conseil d'administration des journées d'électronique de Toulouse) organizează cel de al III-lea simpozion avînd ca temă „automatica navelor spaţiale" (automatic control în space). Acest simpozion urmează să aibă loc la Toulouse între 2 şi 6 martie 1970.

În continuarea principiilor stabilite la primul simpozion ţinut în 1965 în Norvegia la Stavanger şi la al doilea simpozion din 1967 la Viena, la Toulouse sînt propuse a fi discutate următoarele probleme principale:

1. Sisteme pentru vehiculele spaţiale.
2. Controlul traiectoriilor cu rezolvarea problemei „întîlnirilor".
3. Componentele sistemelor şi calculatoarelor numerice folosite pe navele spaţiale.
4. Sisteme pentru condiţii de mediu.
5. Probleme de navigaţie spaţială.
6. Aspecte biologice ale zborului spaţial, controlul funcţiilor biologice umane.
7. Raportul om-maşină în spaţiu.
8. Automatica coborîrii vehiculelor pe suprafaţa altor planete etc.

Unele dintre lucrările prezentate la simpozion vor fi publicate.

S. Florea

Al V-lea Congres IMEKO, Versailles, 25–30 mai 1970

După cum anunţă secretariatul IMEKO, al V-lea congres al Federaţiei internaţionale de măsurători va avea loc între 25—30 mai 1970 la Versailles. Programul a fost astfel conceput încît să fie dezbătute problemele specifice măsurătorilor şi instrumentelor de măsură. Printre subiectele ce vor fi discutate la lucrările congresului şi „mesele rotunde" ce se vor organiza menţionăm:

— tehnica măsurătorilor industriale pentru calcule „on-line";

— analiza compoziţiilor în flux;

— noi dispozitive cu elemente statice în proiectarea de aparate de măsurat;

— progrese în proiectarea, execuţia şi controlul producţiei de aparate de măsurat;

— noi tipuri de elemente sensibile, traductoare şi elemente de transmitere pentru măsurători biologice „in-vivo";

— progrese în măsurarea debitelor pentru optimizarea balanţelor de material;

— probleme ale influenţei factorilor externi asupra elementelor sensibile şi aparatelor de măsurat;

— verificarea şi încercarea automată.

Concomitent cu lucrările congresului se vor prezenta conferinţe din domeniile:

— metode teoretice de corelaţie statistică şi de teoria informaţiilor;

— noi etaloane de unităţi de bază şi unităţi derivate.

În aceeaşi perioadă va avea loc binecunoscuta expoziţie internaţională MESUCORA (27 mai — 4 iunie 1970).

S. Florea

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ŞTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, 133, sector 1, telefon redactor şef: 14.90.27. Redacţia: Bucureşti str. Măndineşti, nr. 3, sector IV, telefon secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon 35 12.59. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 4006030 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Sector 1, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23 — 25, c. 5023.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/ 1969.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–52

Кэлин, С. и *Палку, И.*:

Методы вычисления чувствительности автоматических непрерывных систем.

Automatica şi Electronica 14, № 2, март—апрель 1970. стр. 47–55

В статье описаны вкратце основные понятия, касающуеся чувствительности непрерывных автоматических систем, определение чувствтельности и функции чувствительности, методы аналитического расчета и схемы моделирования на аналоговых вычислительных машинах функций чувствительности.

ДК 681.325.6 : 621.3.019.3 : 621–52

Дятку, Е. и *Добреску, Д. Н.*:

Надежность работы логических цепей, применяемых в автоматических системах.

Automatica şi Electronica 14, № 2, март—апрель 1970, стр. 56–67

Предлагается метод расчета надежности работы логических цепей с учетом как самой цепи, так и знаков входа и выхода из цепи.

ДК 681.3.06 : 621.391

Виня, Ал. и *Виня, Вл.*:

Алгорифм опознавания плоских форм.

Automatica şi Electronica 14, № 2, март—апрель 1970, стр. 68–74

Статья содержит оригинальный метод опознавания плоских форм, ассоциируя понятие формы с инвариантом по отношению к множеству преобразований; этот инвариант является классом, к которому принадлежит форма. Получается метод адаптивной классификации, основанный на определении „расстояния" между формами.

ДК 621.311 : 621.316.722.1

Оприкэ, Д.:

Источник стабилизированной мощности для питания испарителей установок вакуумного осаждения.

Automatica şi Electronica 14, № 2, март—апрель 1970, стр. 75–81

В работе описан источник питания, предназначенный для лабораторных установок, позволяющий снабжать испарители энергией, регулируемой до максимум 300 вт, с возможностью стабилизирования мощности.

ДК 621.314.2

Мурешан, Т. и *Януш, М.*:

Преобразователь напряжения — частоты.

Automatica şi Electronica 14, № 2, март—апрель 1970, стр. 81–85

Приводятся схема и проектные соображения для преобразователя напряжения — частоты, применимого к числовой измерительно-регулирующей аппаратуре.

ДК 621.317.39 : 532

Флоря, С. и *Гэбурич, В.*:

Датчики текучести.

Automatica şi Electronica 14. № 2, март–апрель 1970. стр. 85–87

ДК 681.325.6 : 681.3.04

Кун Юлъя:

Схемы, применяемые при кодировании и декодировании циклических кодов.

Automatica şi Electronica 14. № 2, март—апрель 1970, стр. 88–92

ДК 681.31 : 658.14.012.2

Манджиуря, О. Ф.:

Аспекты применения канцелярских электронных вычислительных машин при планировании.

Automatica şi Electronica 14. № 2, март—апрель 1970, стр. 92–96

РЕЦЕНЗИИ 96–97

ХРОНИКА 98

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–52

Călin S. und *Palcu I.*:

Berechnungsmethoden für die Empfindlichkeit von automatischen Systemen für Dauerbetrieb.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 47–55

Im Aufsatz werden nacheinander die Hauptbegriffe für die Empfindlichkeit der automatischen Systeme für Dauerbetrieb besprochen sowie die Definition der Empfindlichkeit und der Empfindlichkeitsfunktion, die Methoden der analytischen Berechnung und die Modellierungsschemen auf Analogrechenmaschinen für Empfindlichkeitsfunktionen.

DK 681.325.6 :621.3.019.3 : 621–52

Deatcu E. und *Dobrescu D. N.*:

Die Betriebssicherheit der logischen Kreise in den automatischen Systemen.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 56–67

Vorgeschlagen wird eine Berechnungsmethode der Betriebs sicherheit von logischen Kreisen, wobei sowohl der eigentliche Kreis als auch die Zeichen des Eintretens in den Kreis und des Austretens aus dem Kreis berücksichtigt werden.

DK 681.3.06 : 621.391

Vinea Al. und *Vinea Vl.*:

Ein Algorithmus zur Erkennung der ebenen Formen.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 68–74

Der Aufsatz enthält eine neuartige Methode zur Erkennung der ebenen Formen durch die Zusammensetzung des Formbegriffes mit einem Invariant gegenüber einer Menge von Transformierungen, wobei dieser Invariant die Klasse, der die Form angehört, darstellt. Es ergibt sich eine adaptive Klassifizierungsmethode die sich auf die Definition einer „Entfernung" zwischen den Formen stützt.

DK 621.311 : 621.316.722.1

Oprică D.:

Stabilisierte Leistungsquelle zur Speisung der Verdampfer bei den Anlagen für die Ablagerungen im Vakuum.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 75–81

Die Arbeit zeigt eine für die Laboratoriumseinrichtungen bestimmte Speiseanlage, welche die Speisung der Verdampfer mit einer regelbaren Leistung bis höchstens 300 W und mit der Möglichkeit der Stabilisierung dieser Leistung gestattet.

DK 621.314.2

Mureşan T. und *Ianuş M.*:

Spannungs-Frequenz-Wandler.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 81–85

Dargestellt werden das Schema sowie die Betrachtungen bzgl. der Projektierung eines Spannungs-Frequenz-Wandlers, der bei der nummerischen Mess-und Regelapparatur Verwendung findet.

DK 621.317.39 : 532

Florea S. und *Găburici V.*:

Flüssigkeitsmelder.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 85–87

DK 681.325.6 : 681.3.04

Kun Iulia:

Schemen die zur Kodifizierung und Entkodifizierung der zyklischen Codes dienen.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 88–92

DK 681.31 : 658.14.012.2

Mangiurea O. F.:

Gesichtspunkte bzgl. Verwendung der elektronischen Bürorechenmaschinen bei der Planifizierung.

Automatica şi Electronica 14, H. 2, März-April 1970, S. 92–96

BUCHBESPRECHUNGEN 96–97

CHRONIK 98

SOMMAIRE

CD 621–52

Călin S. et *Palcu I.* :

Méthodes pour le calcul de la sensibilité des systèmes automatiques continus.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 47–55

Dans cet article on présente sommairement les principales notions concernant la sensibilité des systèmes automatiques continus, la définition de la sensibilité et de la fonction de sensibilité, les méthodes de calcul analytique et les schémas de modelage des fonctions de sensibilité sur des calculateurs analogiques.

CD 681.325.6 : 621.3.019.3 :621–52

Dealcu E. et *Dobrescu D. N.* :

La sûreté de fonctionnement des circuits logiques utilisés dans les systèmes automatiques.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 56–67

On propose une méthode pour le calcul de la sûreté pendant le fonctionnement des circuits logiques, en considérant le circuit lui-même ainsi que les signaux d'entrée dans le circuit et de sortie.

CD 681.3.06 : 621.391

Vinea Al. et *Vinea Vl.* :

Un algorithme servant à reconnaître les formes planes.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 68–74

L'article présente une méthode originale pour reconnaître les formes planes, associant la notion de forme à un invariant en présence d'un ensemble de transformations, cet invariant étant la classe à laquelle appartient la forme. Il en résulte une méthode de classification adaptive, basée sur la définition d'une „distance'' entre les formes.

CD 621.311 : 621.316.722.1

Oprică D. :

Source de puissance stabilisée pour l'alimentation des évaporateurs des installations de dépôts dans le vide.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 75–81

Dans cet ouvrage on présente une source d'alimentation destinée aux installations de laboratoire qui permet l'alimentation des évaporateurs avec une puissance réglable, jusqu à 300 W au maximum, et qui donne la possibilité de stabiliser la puissance.

CD 621.314.2

Mureşan T. et *Ianuş M.* :

Converteur tension-fréquence.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 81–85

On présente le schéma et les considérations dont on a tenu compte à l'élaboration des projets d'un converteur tension-fréquence utilisable dans l'appareillage numérique de mesurage et de réglage.

CD 621.317.39 :532

Florea S. et *Găburici V.* :

Sésisseurs fluidiques.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars–avril 1970, p. 85–87

CD 681.325.6 :681.3.04

Kun Iulia :

Schémas utilisés pour la codification et la décodification des codes cycliques.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 88–92

CD 681.31 : 658.14.012.2

Mangiurea O. F. :

Aspects de l'utilisation des calculateurs électroniques de bureau pour la planification.

Automatica şi Electronica 14, no. 2, mars-avril 1970, p. 92–96

COMPTES RENDUS 96–97

CHRONIQUE 98

CONTENTS

DC 621–52

Călin S. and *Palcu I.* :

Calculation of the sensitivity of continuous automatic systems.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 47–55

The article presents succinctly the main notions regarding the sensitivity of continuous automatic systems, the definition of sensitivity and sensitivity functions, methods of analytical calculus and modelling diagrams of sensitivity functions to be employed in analogue computers.

DC 681.325.6 : 621.3.019.3 : 621–52

Dealcu E. and *Dobrescu D. N.* :

Safe operation of logical circuits utilized in automatic systems.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 56–67

The authors propose a calculation method for safe operation of logical circuits taking into consideration both the circuit proper and the input and output signals.

DC 681.3.06 : 621.391

Vinea Al. and *Vinea Vl.* :

A recognition algorithm for plane forms.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 68–74

The paper presents an original method for the recognition of plane forms, associating the notion of form with an invariant towards a multitude of transformations, this invariant being the class the form belongs to. The result is an adaptive classification method based on a definition of a „distance'' between forms.

DC 621.311 : 621.316.722.1

Oprică D. :

Source of stabilized power for vacuum evaporators.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 75–81

The paper describes an adjustable power source — up to 300 W — designed to supply laboratory installations. There are possibilities to stabilize the source power.

DC 621.314.2

Mureşan T. and *Ianuş M.* :

Voltage-frequency converter.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 81–85

The authors expound the diagram and the designing work of a voltage-frequency converter to be used in numeric measuring and control equipment.

DC 621.317.39 : 532

Florea S. and *Găburici V.* :

Fluidics seizers.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 85–87

DC 681.325.6 : 681.3.04

Kun Iulia :

Diagrams utilized in encoding and decoding cyclic codes.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 88–92

DC 681.31 : 658.14.012.2

Mangiurea O. F. :

Utilization of electronic office computers in planning work.

Automatica şi Electronica 14, nr. 2, march-april 1970, p. 92–96

REVIEWS 96–97

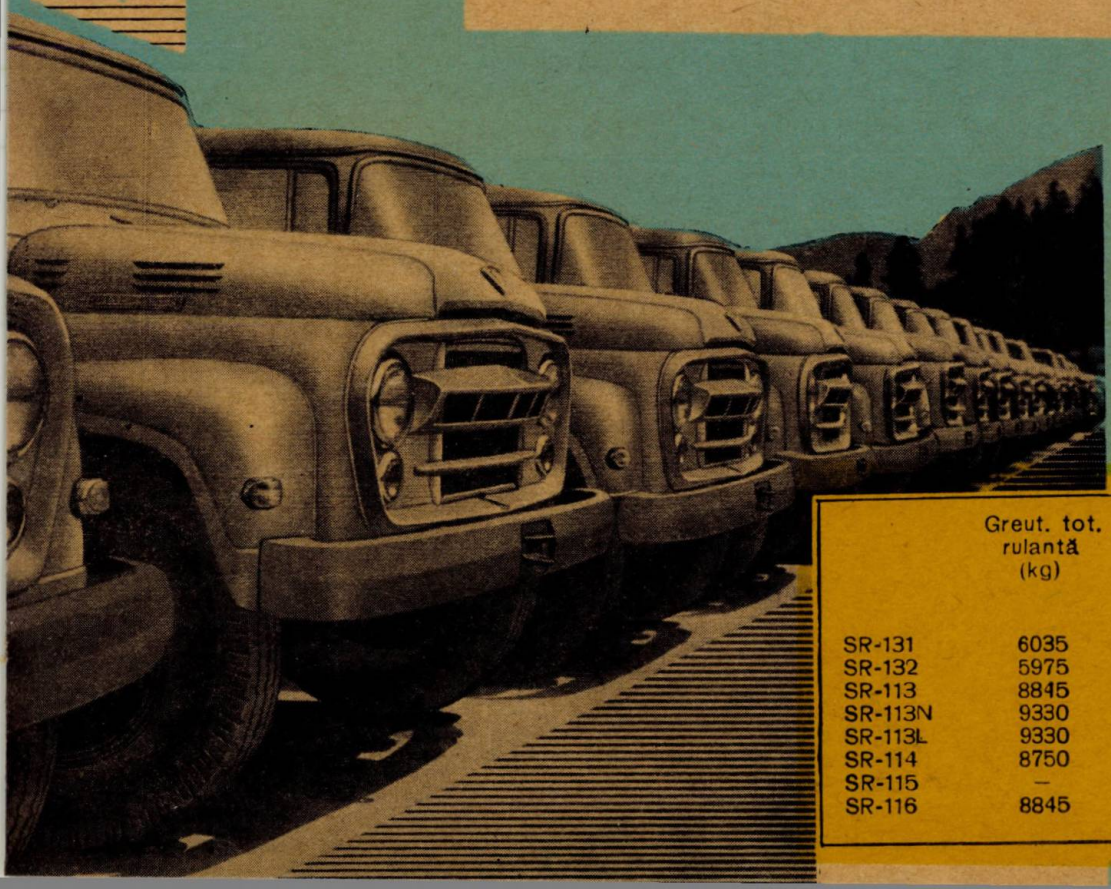
CHRONICLE 98

OR SZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1828

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAŞOV

Vă oferă:

Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesitățile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

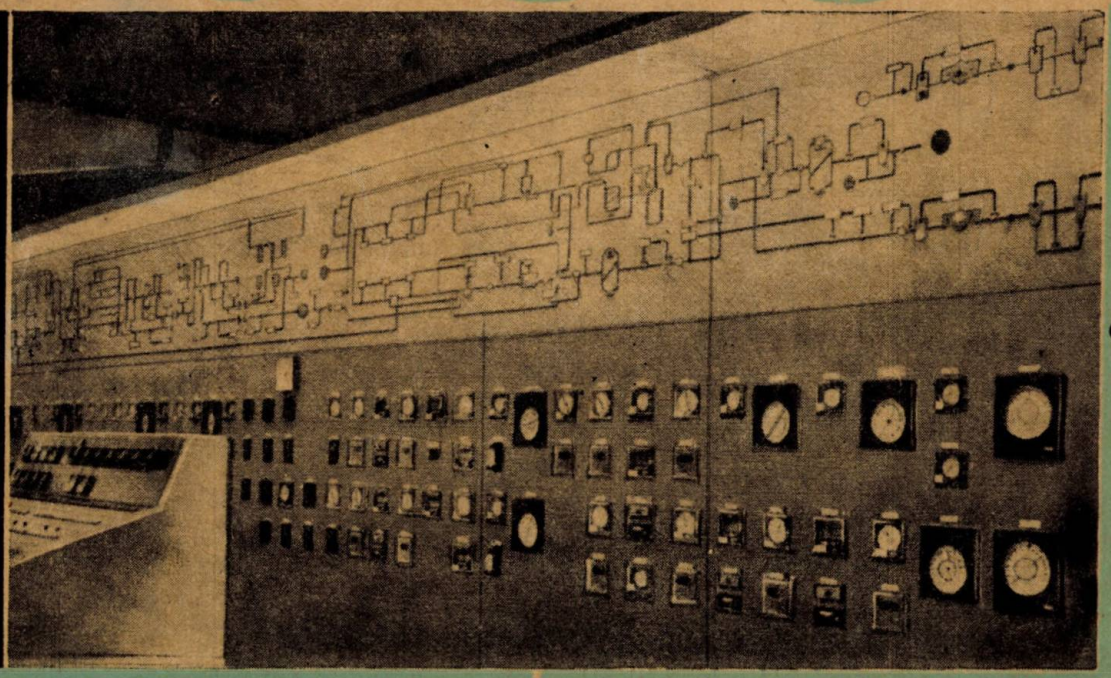
ÎNTREPRINDEREA DE MONTAJ INSTALAȚII DE

AUTOMATIZARE

execută lucrări de montaj și punere în funcțiune la:

IMIA

°C °C Ω mV mA



Automatizări complexe

Acționări electrice

Comutație secundară în stații și centrale electrice

12345

R

Instalații electrice de forț.

Instalații de telecomand. și telesemnalizări

Instalații A.M.C.

I.M.I.A. • București, Bd. Kalinin Nr. 18 • telef. 33.75.32

E 2551

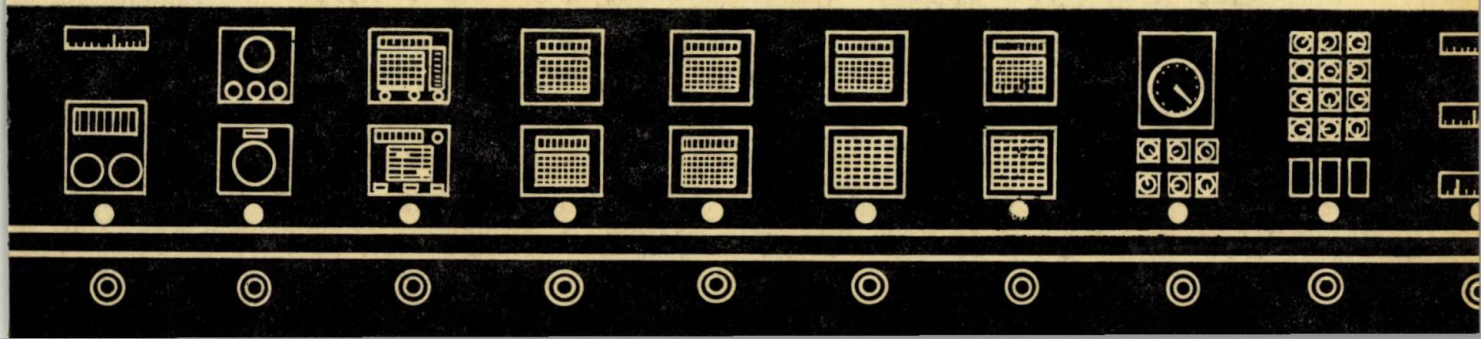
R TK
04

REFERALYA

AUTOMATICA și ELECTRONICA

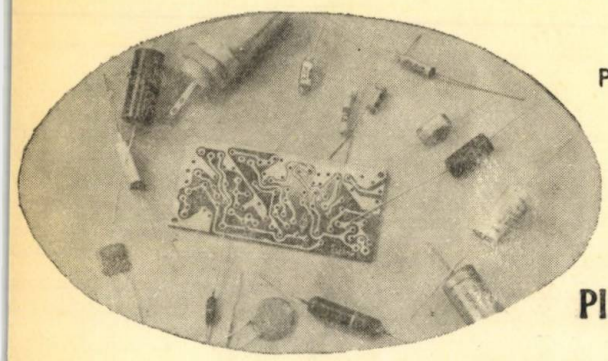
3

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 14 • Nr. 3 • MAI — IUNIE 1970



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI — BĂNEAS

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32. SECTORUL 2. TELEFON 33.38.30. TELEX 0112



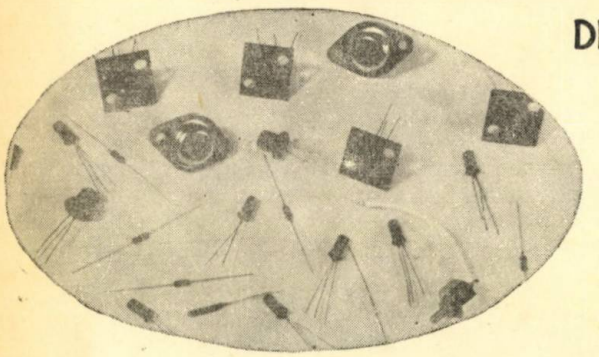
PRODUCE :

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general —
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

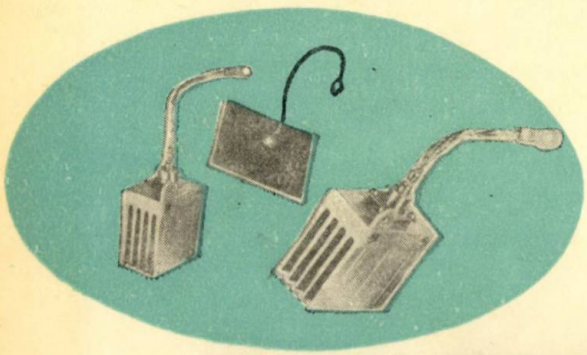
IPRS

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE



Tranzistoare cu germaniu de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Tranzistoare cu germaniu de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

IPRS



I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

IPRS

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEAS
CABINETUL TEHNIC
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32. BUCUREŞTI SECTORUL 2

E 2551

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 14 (1970) nr. 3 (mai—iunie), p. 99—142

CUPRINS

CZ 621.389 : 621.431.73

Stere, R., Mihuţ, I. şi *Istrate, L.* :

Unele aparate electronice pentru studiul motoarelor cu ardere internă de autovehicule în condiţii de cale.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 99—103

CZ 543.42 : 539.122.074 : 681.3.041

Boiucaner, L. :

Dispozitiv numeric pentru stabilizarea unui spectrometru gama de scintilaţie, la viteze de numărare mici.

Automatica şi electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 104—107

CZ 621. 317.772 : 621.38.049

Moldoveanu, C. :

Wattmetru electronic.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 108—111

CZ 681.3.04 : 621.3.085

Nistor Maria :

Un sistem simplu şi economic de decodificare şi afişare pentru circuite digitale.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 111—114

CZ 621—52 : 681.325.6

Nitu, C. I. :

Utilizarea elementelor logice în sisteme de reglare continue.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 114—117

CZ 532.137 : 621—52

Andreescu, R. :

Viscozimetru de vibraţii.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 117—121

CZ 621.391 : 002.008.05 :658.5

Duma, M. :

Relaţia proces-flux informaţional.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 121—124

CZ 621.374.32 : 621.373.431.1

Vătănescu, V. :

Viteza numărătoarelor folosind bistabili de tipul JK cu declanşare prin front.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 124—128

CZ 621—52 : 621.391 : 518.4 : 621—501.22

Zapîru, M. :

O metodă de identificare a proceselor de ordinul doi pentru instalaţii automatizate invariante în timp.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 128—130

CZ 621. 375.9 : 532

Purinescu, P. V. :

Caracteristicile statice ale amplificatorului proporţional cu reacţiunea jeturilor.

Automatica şi Electronica 14, nr.3, mai-iun 1970, p. 130—136

CZ 002. 008.05 : 001.815 : 621—52

Negoiţă, C. V. :

Despre procesului de indexare automată în sistemele de informare.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, mai-iun 1970, p. 136—138

CRONICA 139—141

BIBLIOGRAFII 141—142

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Con liului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republ Socialistă România, este editată de Oficiul de document și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucure Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, tele secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. T fon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele contul nostru de virament 40060300 Banca Națională Republicii Socialiste România — Sector 1, București. T pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; per muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul u exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „In mația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 5

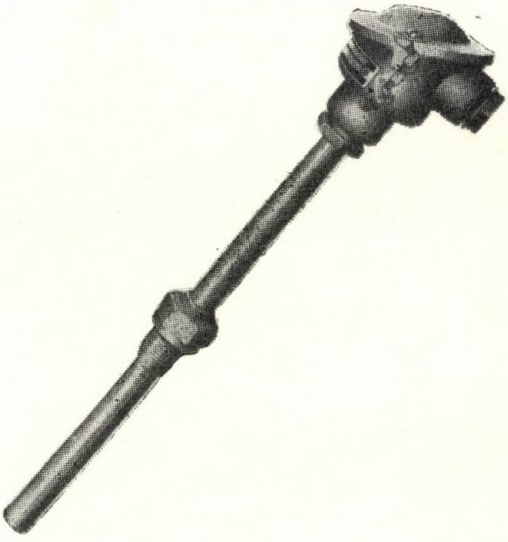
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.
nr. 10/9112/1969.

Abonați-vă la reviste:
CONSTRUCȚIA DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

EXPORT IMPORT KOVO

KOVO A PREGĂTIT PENTRU DV.

MĂSURAREA ŞI CONTROLUL DE ÎNALTĂ SENSIBILITATE AL TEMPERATURII



KOVO vă oferă o gamă completă de traductoare de temperatură, cable și cutii de compensare, instrumente indicatoare, înregistratoare, regulatoare, selectoare de punct de măsurare pentru o gamă largă de aplicații ori de cîte ori se cere o înaltă fiabilitate și precizie de măsurare.

KOVO ÎNTREPRINDERE PENTRU COMERȚUL EXTERIOR
APARATE PENTRU INDUSTRIE

Tr. Dukelskych Hrdinu 47
Praga—Cehoslovacia
Telef. : 3801 Telex.: 283

PUBLICOM

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 99 – 142) **nr. 3, mai—iunie** **Bucureşti, 1970**

Conf. ing. R. STERE, ing. I. MIHUŢ şi ing. L. ISTRATE

Unele aparate electronice pentru studiul motoarelor cu ardere internă de autovehicule în condiţii de cale

Aparatele care fac obiectul acestui articol au fost concepute şi realizate pornind de la necesitatea stabilirii condiţiilor de lucru reale ale motoarelor autovehiculelor care efectuează transportul forestier, caracterizat prin următoarele particularităţi :

— drumuri cu numeroase curbe şi pante ;

— urcarea fără încărcătură şi coborîrea cu încărcătură ;

— lucrul la altitudine variabilă între 200 şi 2 000 m ;

— folosire de autoremorci grele.

Stabilirea condiţiilor de lucru reale permite, pe de o parte, normarea pe baze ştiinţifice a consumurilor de carburanţi şi lubrifianţi, pe de altă parte, reglarea optimă a carburaţiei şi aprinderii în domeniul de exploatare cel mai frecvent al motoarelor — pentru reducerea acestui consum.

Pentru a se putea determina obiectiv consumurile reale şi reglajele optime trebuie efectuate măsurători în condiţii de cale pe un număr mai mare de autovehicule de uz curent şi pe drumuri forestiere diferite. În acest scop a trebuit realizată o aparatură uşor de instalat şi de exploatat pe autovehicule în condiţii de cale, în vederea înregistrării şi prelucrării statistice ulterioare a datelor.

Aparatura concepută şi realizată de noi permite înregistrarea simultană, pe un oscilograf electromagnetic cu mai multe bucle, a următorilor parametri :

a) diagrama indicată, adică variaţia presiunii din cilindru în funcţie de timp, $p = f(t)$;

b) poziţia unghiulară a arborelui cotit în funcţie de timp, cu marcarea precisă a punctului mort superior ;

c) momentul declanşării scînteii de aprindere.

De asemenea, pe un analizor statistic constituit dintr-o reţea de numărătoare, cu circuitele logice aferente (realizat anterior în cadrul I.N.C.E.F.), aparatura realizată permite înregistrarea domeniului de funcţionare al motorului în coordonatele :

d) turaţie ;

e) depresiune în colectorul de admisie (proporţională cu cuplul dezvoltat de motor) ;

f) timpul cît lucrează autovehiculul în diversele trepte de viteză ;

g) numărul de schimbări de viteză şi de frînări.

În cele ce urmează se prezintă succint unele dintre circuitele electronice şi aparatele realizate pentru aceste înregistrări.

1. Amplificatorul de sarcină pentru înregistrarea diagramei indicate

Pentru înregistrarea variaţiei presiunii în cilindru în funcţie de timp, s-a adoptat schema bloc prezentată în figura 1, în care *1* este un

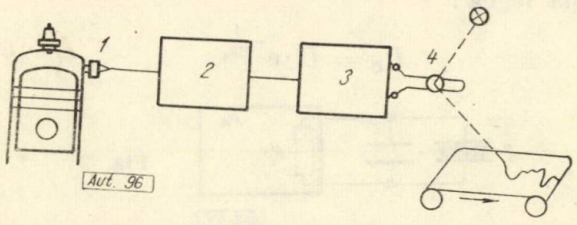


Fig. 1

traductor de presiune de tip piezoelectric, cu răcire cu aer sau cu apă (de exemplu, tip DH 150 — de fabricaţie R.F.T.) ; *2* — preamplificatorul electronic de sarcină ; *3* — amplificatorul galvanometric ; *4* — bucla oscilografului electromagnetic.

Întreg sistemul trebuie să asigure înregistrarea variaţiei presiunii în cilindru — de la circa 0,2 ata pînă la circa 30—50 ata, la turaţii variind între 600 şi 3 600 rot/min. După cum

se arată în [1], pentru reproducerea corectă a variaţiilor rapide de presiune este necesară transmiterea corectă a minimum 50 de armonici ale fenomenului periodic avînd ca fundamentală frecvenţa de aprindere a scînteii. Pentru motorul în patru timpi, tip SR 113, de care ne-am ocupat, rezultă deci ca frecvenţă limită superioară :

$$f_{max} = 50 \times \frac{3\,600}{2 \times 60} = 1\,500 \text{ Hz}. \quad (1)$$

Reproducerea corectă a presiunii pe intervalele cu variaţie lentă impune o frecvenţă limită inferioară determinată de turaţia minimă a motorului.

Pe deplin acoperitor, s-a impus o cădere de cel mult 1% a palierului unui impuls dreptunghiular după un timp corespunzător perioadei maxime a variaţiilor de presiune corespunzătoare frecvenţei minime:

$$f_{min} = \frac{600}{2 \times 60} = 5 \text{ Hz}. \quad (2)$$

Traductorul, fiind piezoelectric, furnizează o sarcină proporţională cu presiunea aplicată :

$$Q = s \cdot p, \quad (3)$$

unde s, sensibilitatea traductorului utilizat, este de circa 14 pC/at.

Pentru presiunea maximă de 50 de atmosfere se obţine :

$$Q_M = 14 \times 50 = 700 \text{ pC}. \quad (4)$$

Dacă se admite ca la presiunea maximă să se obţină o tensiune de vîrf $U_M \leqslant 2$ V, rezultă că paralel cu cristalul de cuarţ Q se va monta un condensator de capacitate :

$$C = \frac{Q_M}{U_M} = \frac{700 \cdot 10^{-12}}{2} = 350 \text{ pF}. \quad (5)$$

Condensatorul C se descarcă pe rezistenţa de intrare a preamplificatorului PA (fig. 2) după legea :

$$U_C = U \cdot e^{-\frac{t}{CR_i}}. \quad (6)$$

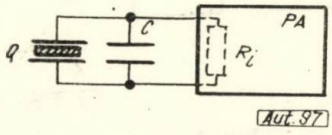


Fig. 2

Din condiţia impusă căderii palierului rezultă :

$$CR_i \geqslant 100\, T_{max} = \frac{100}{f_{min}} = \frac{100}{5} = 20 \text{ s}. \quad (7)$$

De unde :

$$R_i \geqslant \frac{20}{3{,}5 \cdot 10^{-10}} = 6 \cdot 10^{10}\,\Omega. \quad (8)$$

Pentru a asigura transmiterea frecvenţelor joase se cere deci un amplificator cu impedanţă foarte mare de intrare.

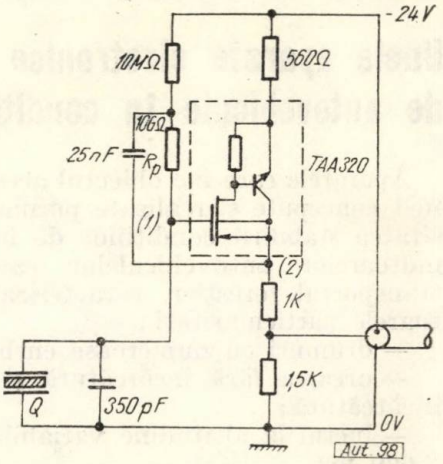
În condiţiile de cale, un tub electrometric este total neindicat, el fiind sensibil la vibraţii, necesitînd o montură specială, tensiuni de încălzire stabilizate etc.

Problema s-a soluţionat construind preamplificatorul cu un circuit integrat, tip TAA 320, cuprinzînd la intrare un transistor MOS.

Impedanţa de intrare în transistorul MOS este mai mare decît 1 000 GΩ ; el este insensibil la vibraţii şi se alimentează la o tensiune joasă, care se poate obţine chiar de la acumulatoare instalate pe maşină.

Dimensiunile extrem de mici ale circuitului integrat au făcut posibilă construirea unui preamplificator montat în imediata apropiere

Fig. 3



a traductorului piezoelectric, care este fixat într-un orificiu filetat, realizat în chiulasa motorului.

În acest fel, practic s-a eliminat cablul de legătură dintre traductor şi amplificator, care trebuie să corespundă unor pretenţii ridicate: capacitate constantă, dielectric de bună calitate, zgomot triboelectric redus.

Schema preamplificatorului este redată în figura 3.

Amplificarea transistorului MOS montat ca repetor pe sursă, cu o sarcină R_s, se poate scrie :

$$A = \frac{g_m \cdot R_s}{1 + g_m \cdot R_s}, \quad (9)$$

unde g_m este conductanţa mutuală a transistorului MOS.

Amplificarea ansamblului transistor MOS-transistor cu joncţiune între punctele *1* şi *2* se exprimă prin relaţia :

$$A = \frac{g_m \cdot \beta \cdot R_s}{1 + g_m \cdot \beta \cdot R_s}, \quad (10)$$

unde β este amplificarea de curent a transistorului cu joncţiuni.

Conductanţa mutuală echivalentă a ansamblului fiind mult mai mare decît unitatea ($g_m \cdot \beta \cdot R_s \gg 1$), amplificarea este foarte apropiată de unitate.

La circuitul integrat TAA 320 folosit, $\beta g_m \geqslant 75 \frac{mA}{V}$ în punctul static de funcţionare ales.

Cu valorile din schemă rezultă :

$$A \approx 0{,}995. \qquad (11)$$

Cum rezistenţa de intrare în transistorul MOS R_i' şi rezistenţa de polarizare R_p, de 100 GΩ, apar între punctele *1* şi *2*, rezistenţa de intrare în punctul *1* este :

$$R_i = \frac{R_p \cdot R_i'}{R_p + R_i'} \cdot \frac{1}{1-A}, \qquad (12)$$

R_i' fiind >100 GΩ ; rezultă R_i mai mare decît 1 500 GΩ.

Întrucît întreg preamplificatorul s-a realizat pe sticlotextolit şi cu o judicioasă dispunere a pieselor, rezistenţa de izolaţie nu a şuntat considerabil intrarea în preamplificator şi impedanţa de intrare măsurată a fost mai mare decît 1 000 GΩ.

Conexiunea de ieşire s-a ales pe o priză a rezistenţei din circuitul sursei pentru a coborî potenţialul de curent continuu al ieşirii din preamplificator la nivelul intrării în amplificatorul galvanometric de putere care îi urmează.

2. Amplificatorul galvanometric

Amplificatorul galvanometric a fost necesar pentru excitarea buclei oscilografului H 700, de fabricaţie sovietică.

S-a utilizat bucla galvanometrică M 1001 cu următoarele caracteristici :

banda de frecvenţă	0—1 700 Hz ;
frecvenţa proprie de rezonanţă	5 000 Hz ;
curent maxim	100 mA ;
rezistenţa	15—18 Ω.

Amplificatorul trebuie să aibă o mare amplificare de curent, o bună stabilitate termică şi o bună liniaritate a amplificării.

Din aceste motive s-a ales o schemă de amplificator diferenţial bine echilibrat şi prevăzut cu o puternică reacţie negativă, aşa cum se vede în figura 4.

Sînt prevăzute reacţii serie-şunt prin dioda Zener DZ 307 şi rezistenţele de 15 kΩ de la emitorii transistoarelor EFT 131 la bazele transistoarelor EFT 308. Aceste reacţii stabilizează deriva tensiunii între colectoarele transistoarelor EFT 131 şi stabilizează şi liniarizează amplificarea de curent.

Printr-o sarcină $R_s = 15$ Ω, amplificatorul debitează un curent de $\pm$ 70 mA la un semnal de intrare de $\pm$ 1 V.

De pe rezistenţa comună din emitorii transistoarelor EFT 131 se face o reacţie pe modul comun în baza transistorului EFT 308, pentru

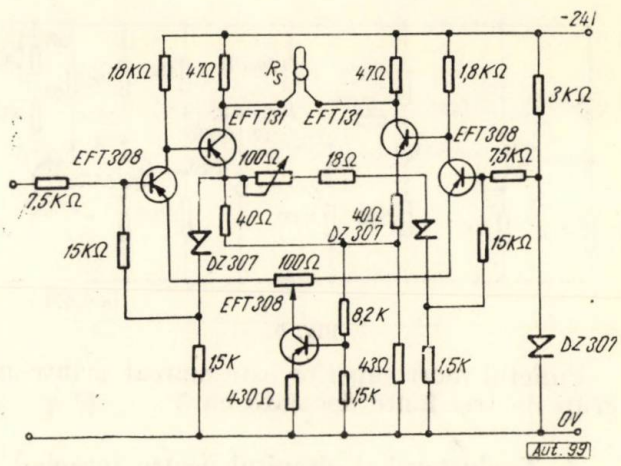


Fig. 4

menţinerea valorii curentului de colector în punctul static de funcţionare.

Pentru a putea varia amplificarea în raport 3 : 1, între emitorii transistoarelor EFT 131 şi rezistenţa lor comună s-a montat un triunghi de rezistenţă, care are o latură reglabilă. Reglarea amplificării se face fără a strica simetria montajului, folosind un singur element reglabil pentru ambele jumătăţi ale amplificatorului diferenţial.

Datorită reacţiei puternice aplicate, banda amplificatorului este de la 0 la peste 10 kHz, iar banda transmisă de întregul sistem este determinată în domeniul frecvenţelor joase de intrarea în preamplificator, iar în domeniul frecvenţelor înalte de bucla galvanometrică.

3. Traductorul de poziţie al arborelui cotit şi circuitul electronic asociat

Traductorul cuprinde un disc cu fante din 20 în 20°, al cărui ax este cuplat direct la arborele cotit (fig. 5) şi care întrerupe fasciculul luminos al unui bec îndreptat spre fotodiodă.

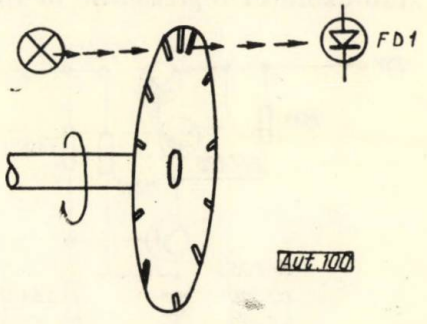


Fig. 5

Schema electrică care urmează fotodiodei (fig. 6) cuprinde un repetor pe emitor, un formator cu circuit basculant Schmitt şi un monostabil producînd impulsuri cu o durată de circa 100 μs, avînd în colector o buclă galvanometrică care înscrie pe acelaşi film impulsuri scurte pentru fiecare fantă.

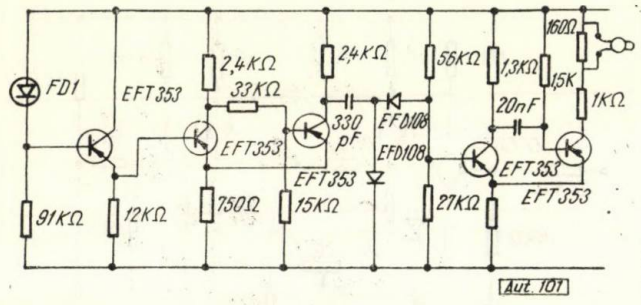


Fig. 6

Punctul mort superior este marcat printr-un grup de trei fante decalate cu 5°.

4. Traductorul şi circuitul pentru înregistrarea scînteii cu aprindere

Impulsul de tensiune trimis la bujie ajunge printr-un cuplaj capacitiv slab, realizat cu o clemă tubulară care cuprinde conductorul bujiei, la un limitator (fig. 7) şi apoi la un circuit monostabil, formator de impulsuri, similar celui din schema traductorului de poziţie. El înscrie, cu o altă buclă galvanometrică, pe acelaşi film, un impuls scurt în momentul apariţiei scînteii.

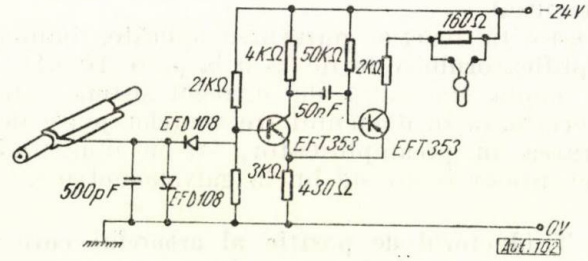


Fig. 7

5. Circuite electronice anexe

Toate montajele descrise pînă aici se alimentează cu tensiune de —24 V stabilizată de stabilizatorul reprezentat în figura 8, legat la

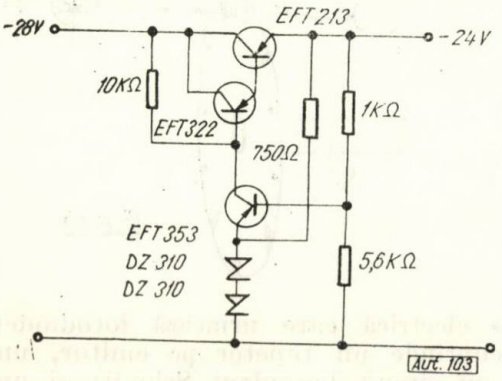


Fig. 8

acumulatorul de 28 V pentru alimentarea osciloscopului H 700.

Pentru sincronizarea funcţionării osciloscopului H 700 cu aparatul de măsurat consumul de benzină (tip Müller), i s-a ataşat acestuia din urmă un contact care comandă un circuit basculant bistabil (fig. 9) avînd montată ca sarcină într-un colector înfăşurarea unui releu de comandă a motorului de antrenare a filmului din osciloscopul H 700.

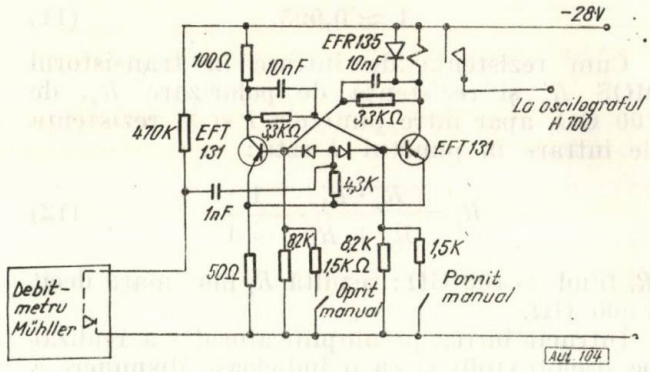


Fig. 9

6. Tahimetrul electronic

Pentru stabilirea regimului cel mai frecvent de funcţionare în planul cuplu-turaţie se înregistrează timpul de funcţionare al motorului, în secunde, pe o reţea de 6 × 6 numărătoare electromecanice, dispuse într-un plan $x - y$, corespunzînd la şase trepte de cuplu pe axa x şi şase trepte de turaţie pe axa y.

Cuplul dezvoltat de motor se măsoară indirect, prin măsurarea depresiunii din galeria de admisie.

În acest scop se foloseşte un manometru obişnuit (cu tub Bourdon), iar cuantizarea rezultatului în şase trepte se face cu ajutorul unui disc cu fante, fixat pe axa manometrului, şi al unui sistem fotoelectric. Reţeaua de numărătoare electromecanice a „regimometrului" cu circuitele logice aferente şi sistemul de măsurare şi cuantificare a presiunii din galeria de admisie au fost elaborate în cadrul unei lucrări anterioare, la I.N.C.E.F. [3]. În cadrul acestui articol se prezintă numai circuitul tahimetric de precizie, care face o conversiune liniară turaţie-tensiune, şi bistabilele Schmitt fără histerezis, care asigură discriminarea tensiunii de ieşire a tahimetrului în şase trepte corespunzătoare celor şase trepte de turaţie ale motorului şi transmiterea semnalelor de comandă corespunzătoare reţelei de numărătoare.

Circuitul tahimetric realizat este prezentat în figura 10.

Impulsurile de tensiune corespunzătoare turaţiei motorului se obţin de pe ruptorul delcoului. După divizarea tensiunii în raportul 1/4, limitarea cu diodă şi eliminarea componentelor de înaltă frecvenţă cu un filtru RC, impulsurile obţinute comandă bascularea unui monostabil. Acesta este realizat cu un tranzistor cu siliciu în etajul care este tăiat în

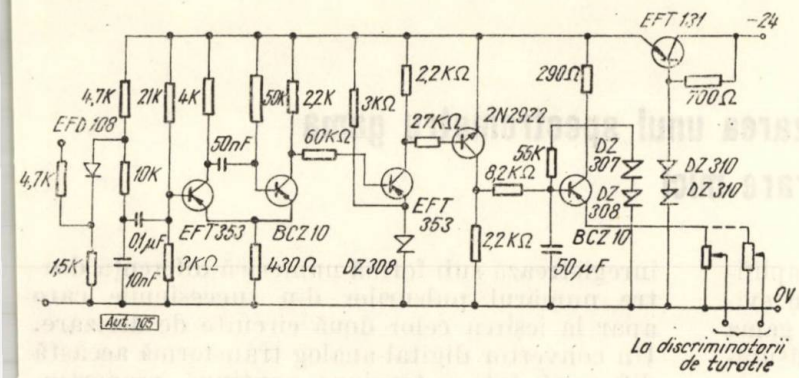


Fig. 10

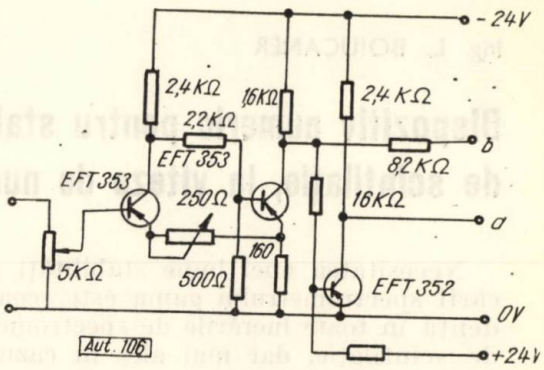


Fig. 11

starea metastabilă, pentru a reduce erorile de temperatură ale duratei (de 2,5 ms) a impulsurilor. Urmează două etaje amplificatoare şi limitatoare, ultimul cu siliciu, care asigură şi o amplitudine de impulsuri independentă de temperatură.

Pentru stabilizarea suplimentară a tensiunii de alimentare a întregului circuit se foloseşte un stabilizator simplu cu transistor în serie.

După filtrarea impulsurilor negative rezultate, de durată şi amplitudine constantă şi de frecvenţă proporţională cu turaţia motorului, se obţine o tensiune continuă, proporţională cu turaţia, care prin intermediul unui repetor pe emitor, realizat tot cu un transistor cu siliciu, se aplică sistemului discriminator de tensiune cu bistabile Schmitt.

Pentru turaţia motorului variind între 500 şi 3 000 rot/min, circuitul tahimetric furnizează, la ieşirea repetorului pe emitor, o tensiune variabilă liniar, între —2 şi —10 V cu erori mai mici decît 2%.

Această tensiune se aplică unui sistem de şase potenţiometre de 5 kΩ legate în paralel, la ieşirea fiecăruia din acestea fiind conectat, ca discriminator de tensiune, un bistabil Schmitt fără histerezis, urmat de un etaj amplificator inversor, realizate după schema prezentată în figura 11.

Eliminarea histerezisului [2] se face prin ajustarea rezistenţei din circuitul emitorului primului transistor al bistabilului, iar reglarea nivelelor de tensiune, la care rînd pe rînd basculează discriminatoarele de tensiune, se face cu ajutorul potenţiometrelor de la intrare. Cele două ieşiri în antifază (notate a şi b pe schema din fig. 11) ale discriminatoarelor de tensiune succesive se conectează la schema logică de comandă a reţelei de numărătoare electronice.

7. Concluzii

Toate aparatele şi circuitele electronice prezentate mai sus au fost verificate în funcţionare, în condiţii de laborator şi în variate condiţii de cale, atît pe camionul-laborator SR—113 al Institutului de cercetări forestiere cît şi, în parte, pe autoremorci de transport forestier curent, şi au dovedit posibilitatea obţinerii caracteristicilor şi condiţiilor reale de funcţionare ale motoarelor de autovehicule în condiţii variabile, uneori foarte grele, de cale;

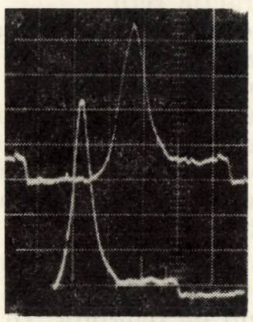


Fig. 12

ele au permis obţinerea unor informaţii statistice utile asupra domeniului celui mai frecvent de funcţionare al motoarelor de camioane pentru transporturi forestiere. În figura 12 se reproduc oscilograme ale diagramei indicate $p = f(t)$, obţinute cu aparatura descrisă, la mersul în gol al motorului cu o turaţie $n = 1\,000$ rot/min.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bazika, V. şi Stainbruch, I. *Indicateur électrique universel et portatif pour machine à pistons.* În: L'industrie lourde tchécoslovaque, nr. 4, 1957.

[2] Millman, J. Taub, H. *Pulse, digital and switching waveforms.* New York, McGraw-Hill, 1965.

[3] Istrate, L. şi Chiriţă, M. *Metode şi aparate utilizate în sectorul forestier pentru reglajul aprinderii şi carburaţiei la motoare.* Materiale Conferinţa de motoare. Ed. Academiei R.S.R., 1967.

Ing. L. BOIUCANER

Dispozitiv numeric pentru stabilizarea unui spectrometru gama de scintilaţie, la viteze de numărare mici

Necesitatea unei bune stabilităţi a amplificării spectrometrului gama este scoasă în evidenţă în toate lucrările de spectrometrie gama de scintilaţie, dar mai ales în cazul măsurătorilor efectuate asupra unor eşantioane cu activitate foarte slabă, cînd măsurătoarea poate dura ore sau zeci de ore. Măsurile obişnuite care se iau în asemenea cazuri pot apărea insuficiente întrucît în lanţul de amplificare intervin factori greu de controlat, cum ar fi cei legaţi de calitatea cristalului de scintilaţie sau de fenomenele de oboseală a fotomultiplicatorului. Soluţia cea mai eficientă este utilizarea unui dispozitiv de stabilizare care corectează permanent amplificarea spectrometrului. În acest fel se pot efectua măsurători foarte precise chiar cu analizoare de calitate mai slabă, iar numărul de măsurători rebutate devine practic zero.

Dispozitivul de stabilizare descris în cele ce urmează a fost realizat ca anexă pentru un spectrometru gama de scintilaţie folosit la măsurarea radioactivităţii unor probe de roci şi minerale cu activitate specifică slabă.

Stabilizarea se face adăugînd o tensiune de corecţie la tensiunea de alimentare a fotomultiplicatorului [1—3, 5].

Tensiunea de corecţie este controlată de un dispozitiv electronic care examinează situaţia unei linii de referinţă. În cazul unor activităţi slabe, folosirea unei linii de referinţă generată de o sursă externă (preparat radioactiv sau sursă de lumină pulsată) nu este de dorit datorită deformărilor pe care le poate introduce în spectrul măsurat, fiind de preferat ca referinţă o linie proprie spectrului măsurat.

La viteze de numărare mici se impune folosirea unui dispozitiv numeric, sistemele bazate pe integrator diferenţial [1—4] nefiind utilizabile în acest caz.

Modul de lucru. Schema bloc a instalaţiei stabilizate este prezentată în figura 1. Semnalul convertorului analog-digital al analizorului multicanal este trimis pe intrarea unui selector de „ferestre numerice", care livrează pe două ieşiri succesiunile de pulsuri corespunzînd la două canale care flanchează linia de referinţă. Acestea sînt aplicate în continuare pe intrarea unor circuite de divizare cu un factor prestabilit m (de tipul circuitelor de numărare), care fac ca la ieşirea lor să apară fiecare al m-lea puls din succesiunile aplicate la intrare. Urmează un circuit de scădere care înregistrează sub formă numerică diferenţa dintre numărul pulsurilor din succesiunile care apar la ieşirea celor două circuite de divizare. Un convertor digital-analog transformă această diferenţă într-o tensiune continuă proporţională care este amplificată într-un amplificator de curent continuu cu separare galvanică şi se adaugă cu un sens corespunzător la tensiunea de alimentare a fotomultiplicatorului.

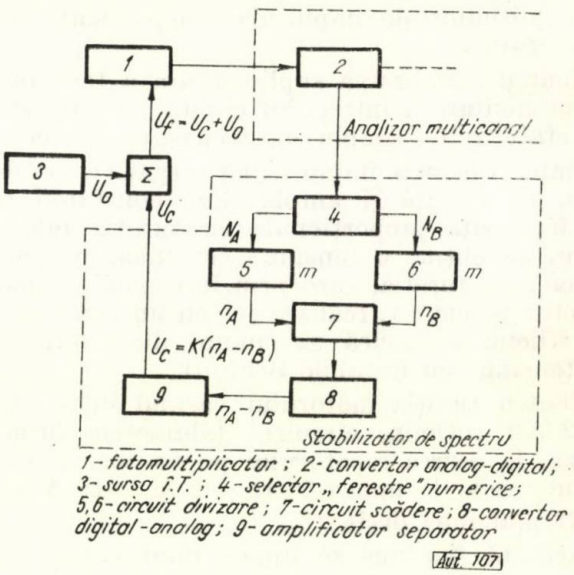


Fig. 1. Schema bloc a instalaţiei stabilizate.

Un astfel de sistem are proprietatea că atunci cînd circuitul de scădere înregistrează o diferenţă între numărul de impulsuri totalizat la ieşirea celor două circuite de divizare, tensiunea pe fotomultiplicator variază în sensul reducerii acestei variaţii la zero.

La realizarea dispozitivului s-a urmărit ca variaţia tensiunii de corecţie să reflecte într-o măsură cît mai mare variaţia reală a vitezei de numărare, prin diminuarea influenţei distribuţiei statistice a pulsurilor în timp. Aceasta se obţine prin introducerea circuitelor de divizare şi prin construcţia adecvată a circuitului de scădere. Circuitele de divizare au rolul de a uniformiza succesiunea în timp a pulsurilor. Fluctuaţia relativă a intervalelor dintre două pulsuri dintr-o distribuţie statistică considerată la ieşirea unui circuit de numărare scade cu creşterea factorului de divizare [6]:

$$\sigma_t / \overline{t}_m = 1/\sqrt{m}, \qquad (1$$

unde :

σ_t este fluctuaţia medie pătratică a intervalelor ;
$\overline{t_m}$ — intervalul mediu ;
m — factorul de divizare.

În cele ce urmează s-a notat cu N_A şi N_B numărul impulsurilor totalizate la ieşirea selectorului de ferestre numerice pentru cele două canale urmărite (A, respectiv B), începînd de la un anumit moment de referinţă.

La ieşirea circuitelor de divizare, în acelaşi interval, se vor totaliza $n_A = \frac{N_A}{m}$, respectiv $n_B = \frac{N_B}{m}$ pulsuri, egalităţile de mai sus fiind valabile în limitele erorilor introduse de fluctnaţia statistică a intervalelor dintre pulsuri.

Pentru cazul unor viteze de numărare egale, o dată cu creşterea factorului de divizare m, deci o dată cu scăderea fluctuaţiei statistice a intervalelor, probabilitatea de apariţie la un moment dat a situaţiei $|n_A - n_B| \leqslant 1$ creşte, iar cea de apariţie a situaţiei $|n_A - n_B| \geqslant 2$ scade.

La un factor de divizare suficient de mare, considerînd că iniţial vitezele de numărare au fost egale, situaţia $|n_A - n_B| = 2$ va apărea practic numai ca expresie a unei variaţii reale a vitezelor de numărare.

Circuitul de scădere a fost conceput astfel încît să înregistreze o unitate numai în situaţia $|n_A - n_B| = 2$ (considerînd că numărătoarea începe de la ultimul puls înregistrat în circuitul de scădere).

Acest mod de lucru elimină o bună parte din influenţa distribuţiei statistice a intervalelor dintre pulsuri asupra tensiunii de corecţie, a cărei variaţie se apropie astfel de variaţia reală a diferenţei vitezelor de numărare pe canalele urmărite.

În ce priveşte factorul m, alegerea unei valori prea mari ar duce însă la micşorarea inadmisibilă a vitezei de răspuns a stabilizatorului. S-a găsit că valorile $m = 8$, $m = 16$ reprezintă valori de compromis convenabile.

Factorul de stabilizare S al sistemului poate fi calculat aproximativ pornind de la relaţiile utilizate de Dixon [5] care dau eroarea de stabilire a liniei de referinţă în fracţiuni de canal :

$$\delta = d/e = (N_A - N_B)/(2\,N_0 - N_A - N_B), \quad (2)$$

unde :

d este deplasarea liniei de referinţă în spectru (% sau keV) ;
e — lăţimea canalului (% sau keV) ;
N_0 — numărul de pulsuri numărat pe canalul pe care se află vîrful liniei de referinţă.

Notînd $N_A - N_B = \Delta N$, $a = N/N_0$ ($N \approx N_A \approx N_B$ cînd $\Delta N \ll N$) şi ţinînd seamă că driftul aparatului D este compensat de o variaţie proporţională cu ΔN a tensiunii de corecţie : $D = K\Delta N/m$ (K — panta de stabilizare, %), rezultă :

$$S = D/d \approx 2\,KN_0\,(1 - a)/em\,; \quad (3)$$

$$d = e\Delta N/2\,N_0\,(1-a) = emD/2\,KN_0(1-a). \quad (4)$$

De observat că eroarea de stabilire a poziţiei liniei de referinţă d/e scade cu N_0 mai rapid decît abaterea statistică relativă $\varepsilon_{N_0} = 1/\sqrt{N_0}$. Numărînd deci un număr suficient de pulsuri N_0, eroarea de stabilire a poziţiei liniei de referinţă se va datori practic numai erorilor statistice ale măsurătorii.

Dispozitivul de stabilizare. Schema funcţională a dispozitivului este prezentată în figura 2.

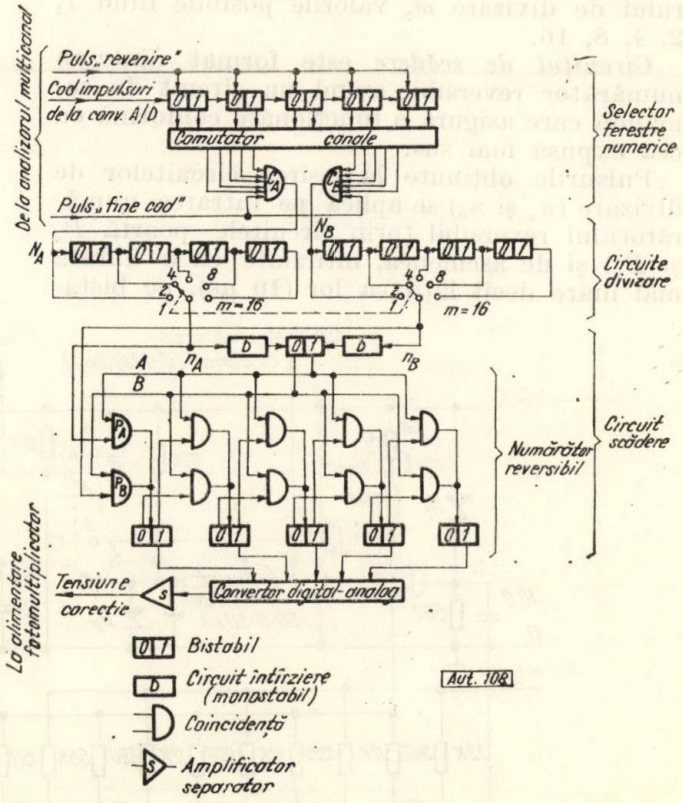


Fig. 2. Schema funcţională a dispozitivului de stabilizare.

Selectorul de ferestre numerice permite alegerea a două canale din 32, fiind format dintr-un numărător cu cinci celule binare, două circuite de coincidenţă şi un comutator de alegere a canalelor de lucru.

La intrare se aplică codul de impulsuri de la ieşirea convertorului analog-digital, numărul de ordine al canalului pe care urmează a fi înregistrat pulsul respectiv fiind egal cu numărul pulsurilor de cod — şi de asemenea pulsurile de comandă „fine cod" şi „revenire" derivate din analizorul multicanal.

Selecţia are loc astfel : numărătorul înregistrează sub formă de cod binar semnalul de la ieşirea convertorului analog-digital, deci numărul canalului corespunzător. Comanda „fine cod", trimisă pe intrarea circuitelor de coincidenţă, face ca la ieşirea acestora să apară un puls în cazul în care pe celelalte cinci intrări există în acest moment semnalul „1". Această situaţie apare numai atunci cînd numărul înregistrat în numărător este cel al canalului urmărit, combinaţia corespunzătoare de legături între colectoarele celulelor de numărare şi intrările circuitului de coincidenţă fiind efectuată de comutatorul de alegere a canalelor de lucru.

Comanda „revenire" care urmează imediat readuce numărătorul la zero, pregătindu-l astfel pentru o nouă înregistrare.

Circuitele de divizare cuprind 2 × 4 celule bistabile şi un comutator de alegere a factorului de divizare m, valorile posibile fiind 1, 2, 4, 8, 16.

Circuitul de scădere este format dintr-un numărător reversibil avînd un circuit de comandă care asigură o funcţionare conformă cu cea expusă mai sus.

Pulsurile obţinute la ieşirea circuitelor de divizare (n_A şi n_B) se aplică pe intrarea numărătorului reversibil (prin circuitele poartă P_A şi P_B) şi de asemenea, întîrziate cu o durată mai mare decît lăţimea lor (10 μs), pe bistabilul care comandă sensul de numărare al reversibilului. Porţile sînt conectate astfel încît, după venirea unui puls din succesiunea n_A, situaţia este următoarea :

— poarta P_B — închisă, poarta P_A — deschisă ;

— bistabilul de comandă se află în starea corespunzătoare numărării în sensul A (pulsurile aplicîndu-se pe bistabil pe intrări separate, această situaţie poate fi schimbată numai de un puls din succesiunea n_B).

a) Dacă urmează un puls din succesiunea n_A — acesta este înregistrat în numărătorul reversibil (în sensul A).

b) Dacă urmează un puls din succesiunea n_B — numărătorul nu înregistrează, P_B fiind închisă. După 30 μs bistabilul de comandă este basculat şi schimbă sensul de numărare al reversibilului. P_A se închide, P_B se deschide şi dacă urmează un puls din succesiunea n_B, reversibilul înregistrează o unitate (în sensul B). În cazul cînd urmează un puls din succesiunea n_A, acesta nu va efectua decît schimbarea sensului de numărare, fără a fi înregistrat. Astfel se asigură o funcţionare în care înregistrarea unei unităţi în numărătorul reversibil are loc numai în situaţia $|n_A - n_B| = 2$.

Iniţial, primele patru celule reversibile se aduc în starea „0", iar ultima în starea „1", pentru a obţine un sistem cu nulul la mijlocul intervalului de numărare, care poate înregistra o diferenţă de ±15 pulsuri. Semnul diferenţei va fi indicat de starea ultimei celule reversibile.

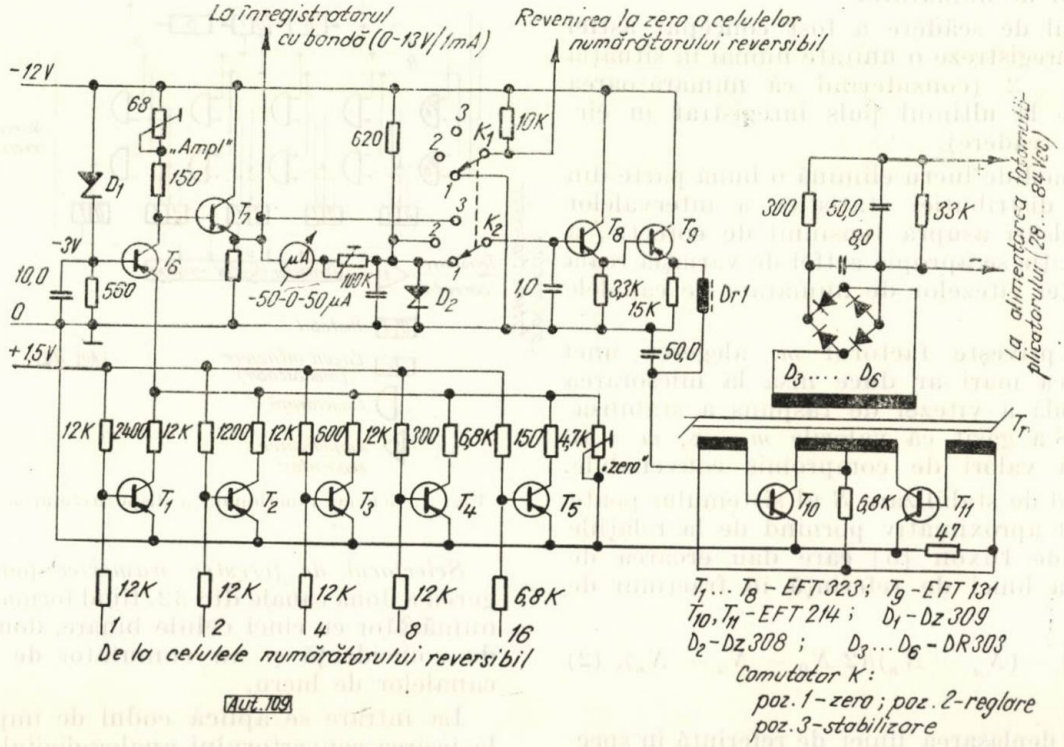


Fig. 3. Schema de principiu a convertorului digital-analog şi a amplificatorului de curent continuu cu separare galvanică.

Convertorul digital-analog (fig. 3) este alcătuit cu transistoarele T1—T5 comandate de celulele numărătorului reversibil, transistorul T6, funcţionînd într-un circuit de sumare şi

transistorul T7, utilizat ca repetor pe emiter. Un microampermetru cu zero la mijloc, gradat corespunzător, indică diferenţa $n_A - n_B$. Situaţia $n_A - n_B = 0$ corespunde unei tensiuni de ieşire de — 8 V; la limitele de variaţie ± 15 pulsuri, corespund respectiv tensiuni de ieşire de — 4 şi — 12 V.

Amplificatorul de curent continuu cu separare galvanică amplifică tensiunea de la ieşirea convertorului digital-analog şi asigură livrarea tensiunii de corecţie pe o ieşire izolată la circa 2,5 kV de restul circuitelor. Este compus din doi repetori pe emiter (T8, T9) care preced un convertor curent continuu-curent alternativ (T10—T11). Tensiunea din secundarul transformatorului convertorului este redresată de o punte cu diode şi constituie tensiunea de corecţie a derivei.

Comutatorul K în poziţia *1* aduce la zero numărătorul reversibil. În poziţia *2* se face reglarea poziţiei liniei de referinţă, iar în poziţia *3* sistemul este pus în funcţiune prin închiderea buclei de reacţie negativă. În poziţiile *1* şi *2* pe intrarea amplificatorului separator se aplică o tensiune corespunzînd situaţiei $n_A - n_B = 0$, adică — 8 V.

Experimentări şi rezultate. Dispozitivul a fost adaptat la un analizor cu 32 de canale folosit la determinarea microconcentraţiilor de elemente radioactive în eşantioane de roci şi minerale.

Ca referinţă s-a ales linia K 40 de la 1,46 MeV, prezentă în marea majoritate a probelor şi în fond La probele cu conţinut redus de K s-a lucrat pe linia ThC″ de la 2,62 MeV. Încercările s-au efectuat cu o probă model conţinînd concentraţii clark de K, Ra şi Th (2,5% K; 10^{-10} % Ra; $7 \cdot 10^{-4}$ % Th).

Vitezele de numărare au fost de circa 2 pulsuri/s pe linia K 40 şi circa 0,1 pulsuri/s pe linia ThC″.

Probele de durată au arătat că, în timp ce deriva compensată (măsurată pe banda unui înregistrator montat la ieşirea convertorului digital-analog) a fost de circa 2% pentru şapte ore de funcţionare, spectrul nu a suferit nici o deplasare observabilă, eroarea de stabilire a poziţiei spectrului datorită fluctuaţiilor statistice fiind mai mare decît deriva sistemului stabilizat.

În această situaţie, determinarea factorului de stabilitate s-a făcut prin calcul, folosind relaţia (3).

În condiţii tipice de măsurare ($K = 1\%$; $\eta = 0{,}76$; $e = 3\%$; $m = 8$) rezultă $S = 200$, pentru $N_0 = 10\,000$ pulsuri.

Influenţa stabilizatorului asupra rezoluţiei energetice a spectrometrului a fost determinată pentru diverse valori ale factorului de divizare m.

Pentru $m = 8$, $m = 16$ nu s-a observat nici o înrăutăţire a rezoluţiei. Pentru $m = 4$ şi $m = 2$, rezoluţia liniei de 1,46 MeV a variat de la 12,3 la 13,4%, respectiv 14,3%.

Timpul de răspuns al sistemului s-a determinat aplicînd o variaţie în treaptă a amplificării şi urmărind timpul de stabilire a noii valori a tensiunii de corecţie. Cîteva rezultate se prezintă în diagramele din figura 4.

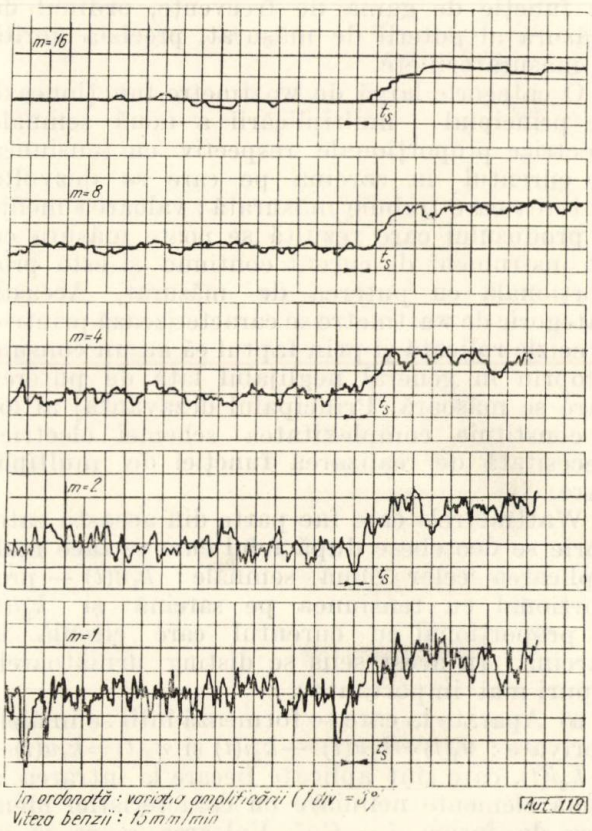


Fig. 4. Variaţia tensiunii de corecţie pentru diferite valori ale factorului de divizare m. În momentul t_s s-a aplicat o variaţie de amplificare de 5%. Viteza de numărare: circa 2 pulsuri/s.

Pe aceleaşi diagrame se poate vedea modul în care fluctuaţiile statistice influenţează forma tensiunii de corecţie pentru diferite valori ale factorului de divizare m, cu implicaţiile corespunzătoare pentru rezoluţia spectrometrului.

BIBLIOGRAFIE

[1] De Waard, H. În: Nucleonics, **13**, nr. 7, 1955, p. 36.
[2] Rijks, H. J. În: Nucl. instr. and meth. **14**, 1961, p. 76.
[3] Black, J. L. şi Valentine, E. În: Nucl. instr. and meth. **31**, 1964, p. 325.
[4] Marlow, K. W. În: Nucl. instr. and meth. **15**, 1962, p. 188.
[5] Dixon. În: Nucl. instr. and meth. **25**, 1963, p. 26.
[6] Gorn Hazanov. *Reghistratori intensivnosti izlucenii*. Moscova, Atomizdat, 1965.

Ing. C. MOLDOVEANU

Wattmetru electronic

Măsurarea puterii electrice se face cu ajutorul aparatelor numite wattmetre, care pot avea la bază principii de măsură foarte diferite, în funcţie de gama de frecvenţe, ordinul de măsură al puterii de măsurat, precizia dorită a măsurătorii etc.

O categorie largă de wattmetre funcţionează pe principiul multiplicării a două semnale electrice proporţionale respectiv cu tensiunea şi curentul în sarcina pe care se dezvoltă puterea care trebuie măsurată; valoarea medie a produsului care rezultă se poate măsura cu un instrument de curent continuu şi este proporţională cu puterea de măsurat. Această categorie de wattmetre se caracterizează printr-o precizie ridicată şi prin faptul că au un consum propriu în general neglijabil faţă de puterea care se măsoară. Principalul dezavantaj al lor îl constituie complexitatea schemei electrice necesitată de realizarea funcţiei de multiplicare.

Wattmetrele care fac parte din această categorie se deosebesc după felul cum se face multiplicarea celor două semnale: $k_1u(t)$ — proporţional cu tensiunea pe sarcină şi $k_2i(t)$ — proporţional cu curentul care circulă în sarcină. În acest sens se disting următoarele tipuri mai importante:

a) Aparate la care se formează întîi semnalele derivate: $u_1(t)=k_1u(t)+k_2i(t)$ şi $u_2(t)=k_1u(t)-k_2i(t)$, care sînt aplicate fiecare la intrarea a două elemente neliniare cu caracteristici identice de forma $i = \mathrm{Cu}^n$. Valoarea n se ia în general egală cu 2, dar se pot folosi şi elemente neliniare cu n diferit de 2. Puterea este proporţională cu valoarea medie măsurată de un instrument de curent continuu, plasat între ieşirile celor două elemente neliniare.

b) Aparate la care se formează întîi semnalele derivate: $u_1(t)=\log k_1u(t)$ şi $u_2(t)=\log k_2i(t)$, cu ajutorul unor elemente cu caracteristică logaritmică. Astfel, operaţia de multiplicare se transformă într-o operaţie de însumare, pentru care există soluţii simple. Extragerea semnalului continuu la ieşire trebuie realizată în acest caz tot cu un element neliniar avînd caracteristică antilogaritm.

c) Aparate la care semnalele $k_1u(t)$ şi $k_2i(t)$ servesc pentru modularea dublă în amplitudine şi durată a unor impulsuri de formă determinată, spre exemplu dreptunghiulară, determinarea puterii reducîndu-se în acest caz la măsurarea componentei continue a impulsurilor.

Primele două tipuri de wattmetre prezintă dezavantajul că precizia lor este condiţionată de utilizarea unor elemente cu caracteristici neliniare greu de realizat cu scheme simple. În cazul celui de al treilea tip, precizia este determinată de liniaritatea celor două procese de modulaţie — de amplitudine şi de durată.

În cele ce urmează se face o prezentare a schemei de principiu şi a performanţelor unui wattmetru cu modulaţie dublă, realizat cu transistoare. Pentru măsurarea valorii medii a impulsurilor s-a folosit un instrument de curent continuu de 40 μA.

După cum se ştie, componenta continuă a unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare avînd amplitudinea A, durata τ şi perioada de repetiţie T (fig. 1) este:

$$I_0 = \frac{A\tau}{T}. \qquad (1)$$

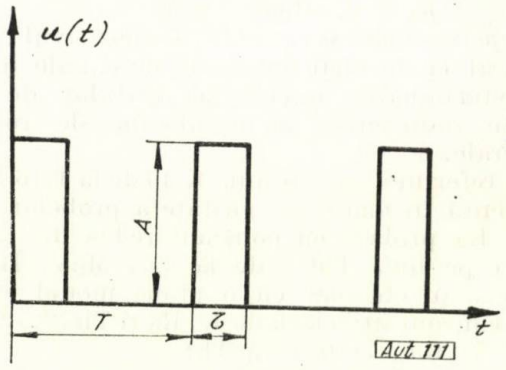


Fig. 1

Dacă amplitudinea şi durata au variaţii în timp, expresia componentei continue este:

$$I_0 = \frac{\overline{A(t)\cdot\tau(t)}}{T}. \qquad (2$$

În cazul că aceste variaţii sînt periodice de perioadă T_0, expresia de mai sus se scrie

$$I_0 = \frac{1}{T\,T_0}\int_0^{T_0} A(t)\cdot\tau(t)\,\mathrm{d}t, \qquad (3$$

cu condiţia ca $T_0 \ll T$.

Dacă variaţiile de mai sus sînt rezultatul unor modulări ale amplitudinii şi duratei cu semnale proporţionale respectiv cu tensiunea şi curentul astfel încît să avem:

$$A(t) = A_0\,[1 + mk_1\,u(t)] \qquad (4$$

şi:

$$\tau(t) = \tau_0\,[1 + nk_2\,i(t)], \qquad (5$$

m şi n fiind gradele de modulaţie respective iar A_0 şi τ_0 valorile amplitudinii şi respecti

duratei impulsurilor în absenţa modulaţiei, rezultă :

$$I_0 = \frac{A_0 \tau_0}{T}\left[1 + \frac{mk_1}{T_0}\int_0^{T_0} u(t)\,dt + \right.$$

$$\left. + \frac{nk_2}{T_0}\int_0^{T_0} i(t)\,dt + \frac{mnk_1k_2}{T_0}\int_0^{T_0} u(t)\cdot i(t)\,dt\right]. \quad (6)$$

Se observă că ultimul termen cuprinde expresia $\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0} u(t)\cdot i(t)\,dt$ care reprezintă prin definiţie puterea de măsurat P. De asemenea, admiţînd că semnalele $u(t)$ şi $i(t)$ nu au o componentă continuă proprie, primele două integrale sînt nule şi :

$$I_0 = [1 + mnk_1k_2\,P]\frac{A_0\,\tau_0}{T}. \quad (7)$$

După cum se observă, valoarea medie a impulsurilor este formată din doi termeni, dintre care unul are o valoare constantă ce depinde numai de parametrii iniţiali ai impulsurilor. Acest termen poate fi eliminat dacă una dintre cele două operaţii de modulare, spre exemplu modulaţia de amplitudine, se realizează cu două semnale modulatoare simetrice, respectiv $+k_1u(t)$ şi $-k_2u(t)$, folosindu-se două etaje de modulare identice. Un instrument de curent continuu conectat între ieşirile celor două modulatoare va măsura o valoare medie egală cu :

$$I_0 = K \cdot P, \quad (8)$$

unde :

$$K = \frac{2mnk_1k_2'A_0\tau_0}{T}.$$

Ca urmare, schema bloc a wattmetrului se poate imagina ca în figura 2. Ea cuprinde un

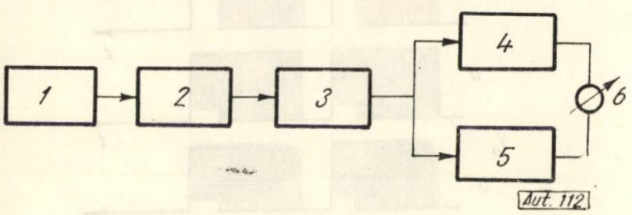


Fig. 2

generator de impulsuri *1*, un etaj modulator în durată *2*, un limitator *3* şi două modulatoare de amplitudine identice *4*, *5*, între ieşirile cărora se conectează detectorul de măsură *6*.

Schema de principiu este prezentată în figura 3. După cum se observă, ea cuprinde un multivibrator echipat cu transistoarele T_1 şi T_2 cuplate pe emitori. Impulsurile de frecvenţă de circa 170 kHz sînt diferenţiate cu ajutorul circuitului C_2R_6 şi aplicate etajului amplificator inversor funcţionînd cu transistorul T_3. Dioda D_1 serveşte pentru tăierea vîrfurilor negative care rezultă după diferenţiere. Impulsurile de polaritate negativă rezultate la ieşirea amplificatorului T_3 se aplică unui etaj de formare a tensiunii liniar variabile, realizat cu transistoarele T_4 şi T_5 şi cu dioda D_2, care funcţionează astfel : orice front negativ aplicat pe baza lui T_4 deschide cele două joncţiuni, ale transistorului şi diodei, şi se transmite neschimbat la ieşire, încărcînd condensatorul C_6 ; frontul pozitiv care urmează blochează cele două joncţiuni conectate în serie şi condensatorul C_6 se descarcă spre masă prin impedanţa de colector a transistorului T_5 în montaj cu baza la masă ; descărcarea este practic liniară datorită rolului de generator de curent constant al transistorului. Dioda D_2 are rolul de a evita transmiterea fronturilor pozitive prin capacitatea bază-emiter a transistorului T_5, care ar distorsiona tensiunea liniar variabilă. Constanta de timp a descărcării este dictată de valorile elementelor R_{11}, C_6.

Tensiunea liniar variabilă se aplică prin intermediul repetorului T_6 la intrarea circuitului modulator în durată, realizat cu ajutorul trigherului Schmitt, echipat cu transistoarele T_7, T_8. Pragul de deschidere a trigherului este variat proporţional cu curentul prin sarcină prin aplicarea semnalului corespunzător $k_2i(t)$ pe emitorii celor două transistoare. Ca urmare a compunerii celor două semnale, pe colectorul transistorului T_8 se obţin impulsuri dreptunghiulare modulate simultan în durată şi amplitudine. Acestea sînt aplicate etajelor amplificatoare limitatoare T_9 şi T_{10}, care elimină modulaţia de amplitudine parazită. Trigherul Schmitt care urmează, realizat cu transistoarele T_{12}, T_{13}, este un circuit de formare cu rolul de a rectangulariza forma impulsurilor rezultate. Aceste impulsuri se aplică, prin intermediul repetorului T_{14}, celor două etaje identice de modulare în amplitudine, realizate cu transistoarele T_{15}, T_{16}. Acestea sînt practic două repetoare pe emitor care efectuează modulaţia în amplitudine prin modificarea tensiunii de blocare ; pentru aceasta, polarizările celor două rezistenţe de emitor sînt variate în ritmul unor semnale simetrice $+k_1u(t)$ şi $-k_1u(t)$, proporţionale cu tensiunea pe sarcină. Ieşirile circuitelor de modulare în amplitudine se conectează la două repetoare pe emitor echipate cu transistoarele T_{17} şi T_{18}. Acest lucru este necesar pentru a asigura funcţionarea etajelor modulatoare pe impedanţe ridicate. Circuitele L_1, C_{12} şi L_2, C_{13} realizează filtrarea componentei continue care interesează, asigurînd totodată izolarea din punctul de vedere al înaltei frecvenţe a emitorilor celor două repetoare finale.

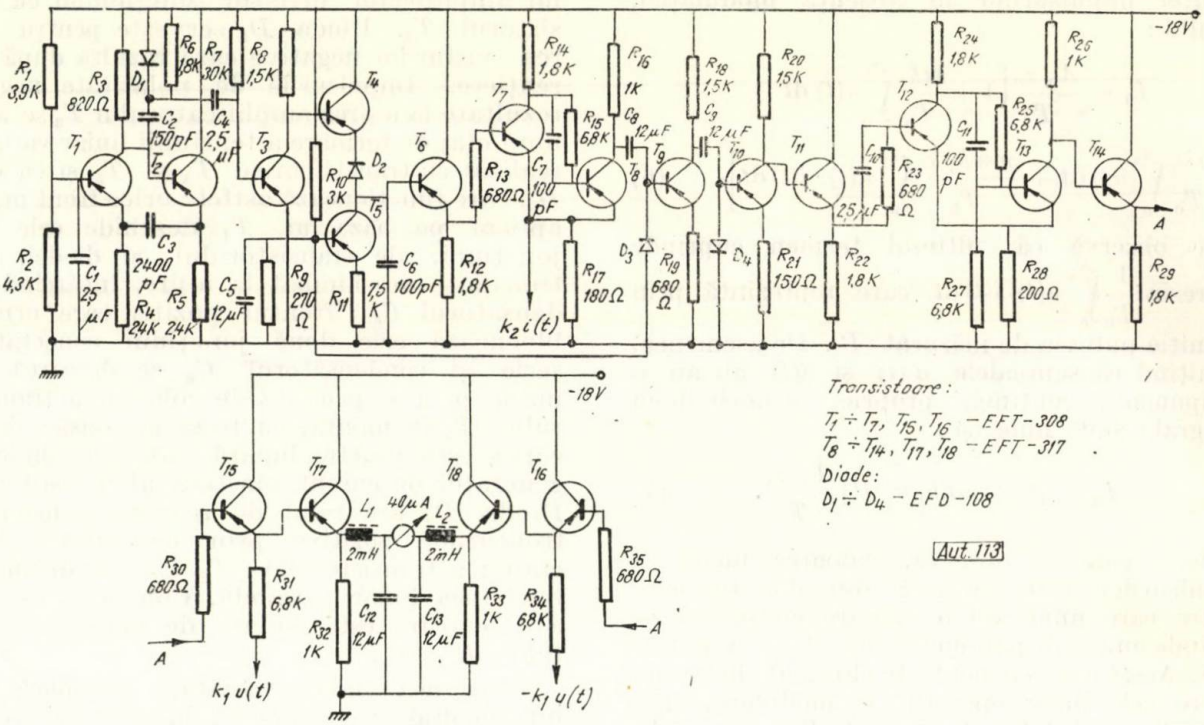


Fig. 3

Pentru ilustrarea funcționării, în figura 4 se prezintă formele de undă în punctele de control $V_1 - V_5$, control care se poate face prin vizualizare pe osciloscop. Aceste forme de undă corespund cazului cînd măsurătoarea se face în regim sinusoidal. În ceea ce privește natura sarcinii, ea este liniară; formele de undă V_{4a}, V_{5a} corespund cazului cînd puterea se măsoară pe o sarcină pur rezistivă, iar V_{4b}, V_{5b} — cazului cînd sarcina este inductivă sau capacitivă. În acest din urmă caz se observă că elipsa descrisă de vîrfurile din stînga (sus) ale impulsurilor dreptunghiulare — figură obținută sincronizînd osciloscopul cu fronturile căzătoare ale impulsurilor — poate servi la determinarea aproximativă a defazajului dintre tensiune și curent.

Wattmetrul descris mai sus a fost destinat măsurării puterii pierdute în miezurile de ferită U din televizoare, la care frecvența de lucru este de circa 15 kHz. Datorită formei nesinusoidale a semnalelor la care sînt supuse miezurile, se recomandă ca încercarea acestora să se facă în regim sinusoidal, la frecvențele de 15 kHz și 50 kHz, întrucît, după cum se știe, pierderile în ferite sînt puternic dependente de frecvență. Frecvența de 50 kHz corespunde aproximativ cursei inverse a spotului. După cum se vede, această frecvență este de numai circa 3,4 ori mai mică decît frecvența de repetiție a impulsurilor. Experimental s-a constatat însă că punerea condiției $T_0 \gg T$, referitoare la relația (2), nu este obligatorie. Este esențial numai ca $T_0 > 2T$; valoarea T_0 poate f oricît de apropiată de $2T$, cu condiția ca raportu $T_0/2T$ să nu fie un număr întreg.

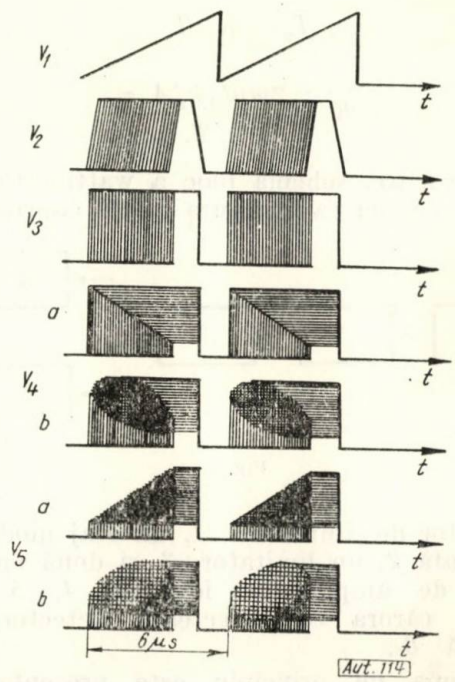


Fig. 4

Pentru încercări s-au folosit semnale sinusoidale cu frecvența de 15 și 50 kHz, măsurîndu-se puterea pe sarcini rezistive, determinat

cu precizie. Pentru ambele tipuri de modulaţie s-au admis grade de modulaţie maxime de circa 70%, care s-au obţinut pentru valori eficace ale semnalelor modulatoare de circa 3 V. S-a determinat experimental o liniaritate de 2,5% pentru modulaţia în durată şi de 1,5% pentru modulaţia în amplitudine. Avînd în vedere procesul de multiplicare al celor două semnale, rezultă că valoarea maximă posibilă a erorii de măsurare a puterii, datorită celor două operaţii de modulaţie, este de 4%. Această valoare a erorii nu a fost depăşită în cadrul verificărilor practice executate prin comparaţia valorii măsurate a puterii cu cea calculată.

Gamele de măsură ale wattmetrului sînt în funcţie de mărimea coeficienţilor de proporţionalitate ai semnalelor modulatoare cu tensiunea, respectiv curentul în sarcină. Pentru măsurarea feritelor, aparatul a fost prevăzut cu şase game de măsură, începînd de la 0,1 W pînă la 30 W.

Datorită modului de funcţionare, aparatul poate multiplica semnale periodice cu grad de distorsiune oricît de mare cu condiţia ca în spectrul lor să nu se afle componente cu frecvenţa superioară unei valori de circa 80 kHz.

Extinderea măsurătorilor în domeniul frecvenţelor joase este condiţionată numai de alegerea corespunzătoare a frecvenţei de tăiere a circuitelor de filtraj L_1C_{12} şi L_2C_{13}, pentru a se evita apariţia oscilaţiilor pe instrumentul indicator.

În ceea ce priveşte aspectul economic, se observă că aparatul cuprinde un număr relativ mare de piese — în special transistoare — care ar ridica evident preţul, în special în cazul unei producţii de serie. Avantajul îl constituie faptul că piesele utilizate sînt fabricate fără excepţie în ţară, în serie mare, şi pentru construcţia aparatului nu se impune nici un fel de criterii de sortare.

De asemenea este de menţionat faptul că aparatul este realizat din etaje în care transistoarele lucrează în majoritatea cazurilor ca limitatoare sau în sisteme basculante. Acest lucru face ca efectele variaţiilor parametrilor transistoarelor, datorite unor cauze ca îmbătrînirea, modificările de temperatură etc., asupra performanţelor aparatului să fie neînsemnate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Colectiv I. Felea. *Circuite cu transistoare în industrie.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[2] Colectiv T. Tănăsescu, *Circuite cu transistoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1962.

[3] Cartianu, G. *Modulaţia de frecvenţă.* Bucureşti, Ed. Academiei, 1958.

[4] Colectiv Texas instruments. *Transistor circuit design.* 1963.

Ing. MARIA NISTOR

Un sistem simplu şi economic de decodificare şi afişare pentru circuite digitale

Punerea la punct şi asigurarea unei fiabilităţi ridicate pentru circuitele de numărare binar-zecimale reprezintă probleme esenţiale în proiectarea şi realizarea aparaturii digitale, din ce în ce mai larg răspîndită.

Aceste deziderate se cer realizate simultan cu alegerea unei soluţii cît mai economice, care să necesite manoperă şi consum de materiale cît mai reduse.

În articolul de faţă se propune un sistem simplu, sigur şi economic de decodificare şi afişare pentru decadele de numărare ale numărătorului-cronometru electronic Numeport 537, elaborat şi executat la Institutul de fizică atomică, aparat complet transistorizat, realizat în construcţie modulară pe cartele imprimate.

În varianta utilizată în prezent, circuitul de numărare propriu-zis este echipat cu transistoare de fabricaţie românească EFT 307, decodificarea se face cu 33 de diode, iar circuitul de comandă a afişării, echipat cu transistoare EFT 323, este realizat pe principiul oscilatoarelor autoblocate. Afişarea propriu-zisă utilizează un tub indicator numeric de tip Nixie, întrebuinţînd o tensiune auxiliară de 100 V.

Varianta propusă păstrează circuitul de numărare propriu-zis şi foloseşte o decodificare de tip special, cu rezistenţe; comanda tubului Nixie se face cu transistoare npn cu tensiune mare de străpungere, metodă larg răspîndită o dată cu apariţia acestui tip de transistoare foarte potrivite scopului propus.

Principiul de operaţie

Circuitul de numărare binar-zecimală este construit din patru bistabili echipaţi cu transistoare pnp cu Ge (EFT 307), montate conform figurii 1.

Cel de al patrulea bistabil, spre deosebire de primele trei, are intrări separate pe cele două transistoare; datorită acestei particularităţi, el poate fi comutat doar cînd impulsul ce

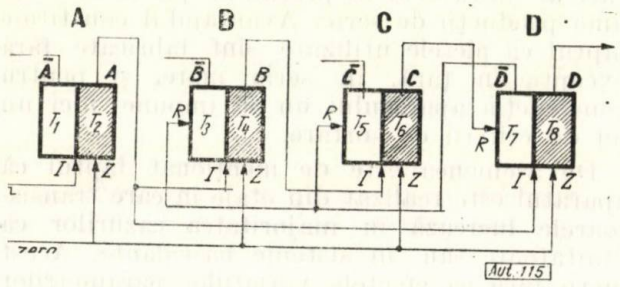


Fig. 1

apare pe una dintre cele două intrări găseşte transistorul respectiv în stare convenabilă comutării.

Circuitul este comandat de impulsuri pozitive de amplitudine aproximativă de 4 V şi durată de 1—2 μs.

Tabela de adevăr în logică negativă corespunzătoare acestui circuit se găseşte în tabela 1.

Starea z.n. din tabela 1 este aşa-numita stare „zero nesemnificativ", deja prevăzută în structura acestui circuit de numărare; datorită existenţei acestei stări, cifra zero

Tabela 1

Stare (puls)	A	B	C	D	
0	0	0	0	0	$=\overline{A}.\overline{B}.\overline{C}.\overline{D}.$
1	1	0	0	0	$=A.\overline{B}.\overline{C}.\overline{D}.$
2	0	0	0	1	$=\overline{A}.\overline{B}.\overline{C}.D.$
3	1	0	0	1	$=A.\overline{B}.\overline{C}.D.$
4	0	1	0	1	$=\overline{A}.B.\overline{C}.D.$
5	1	1	0	1	$=A.B.\overline{C}.D.$
6	0	0	1	1	$=\overline{A}.\overline{B}.C.D.$
7	1	0	1	1	$=A.\overline{B}.C.D.$
8	0	1	1	1	$=\overline{A}.B.C.D.$
9	1	1	1	1	$=A.B.C.D.$
z.n.	0	1	0	0	$=\overline{A}.B.\overline{C}.\overline{D}.$
1′	1	1	0	0	$=A.B.\overline{C}.\overline{D}.$

nu este afişată de decadă decît după ce circuitul a trecut o dată prin starea zero în timpul procesului de numărare. Atîta timp cît decada este adusă la zero şi se află în aşteptarea impulsului de numărare, aceasta nu afişează nici o cifră; în acest mod se asigură o indicaţie de redondanţă redusă, se dublează practic capacitatea de numărare a numărătorului şi se solicită mai puţin toate componentele aferente comenzii cifrei zero.

Starea 1′ se referă la acea cifră 1 afişată imediat după ce circuitul, adus la zero nesemnificativ, începe să numere. Ea este diferită de starea 1 (ponderat) ce apare în timpul numărării continue.

De la starea 2, circuitul intră în codul său normal.

Pentru a realiza decodificarea cu minimum de componente posibile s-a trasat în figura 2 diagrama Veitch corespunzătoare acestui cod.

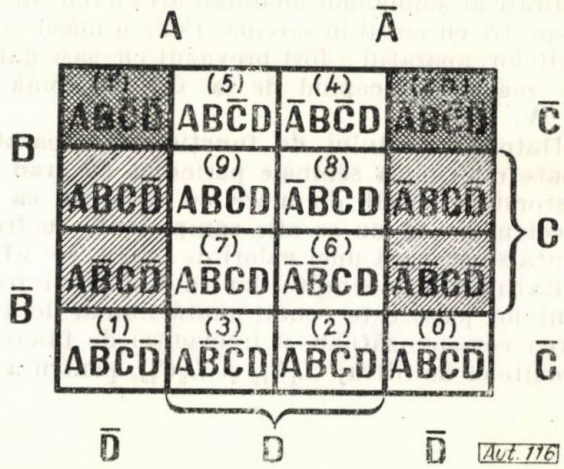


Fig. 2

Se observă că, în acest caz particular, doar 12 din cele 16 combinaţii posibile sînt utilizate. Celelalte patru combinaţii sînt redondante.

Combinînd termenii redondanţi cu cei utili în modul caracteristic acestui tip de diagramă, se obţine sistemul de decodificare simplificat din tabela 2.

Tabela 2

0 $\overline{A}.\overline{B}.\overline{C}.\overline{D}. + \overline{A}.\overline{B}.C.\overline{D}. = \overline{A}.\overline{B}.\overline{D}.$

1 $A.\overline{B}.\overline{C}.\overline{D}. + A.\overline{B}.C.\overline{D}. = A.\overline{B}.\overline{D}.$

2 $\overline{A}.\overline{B}.\overline{C}.D.$

3 $A.\overline{B}.\overline{C}.D.$

4 $\overline{A}.B.\overline{C}.D.$

5 $A.B.\overline{C}.D.$

6 $\overline{A}.\overline{B}.C.D. + \overline{A}.\overline{B}.C.\overline{D}. = \overline{A}.\overline{B}.C.$

7 $A.\overline{B}.C.D. + A.\overline{B}.C.\overline{D}. = A.\overline{B}.C.$

8 $\overline{A}.B.C.D. + \overline{A}.B.C.\overline{D}. = \overline{A}.B.C.$

9 $A.B.C.D. + A.B.C.\overline{D}. = A.B.C.$

z.n. $\overline{A}.B.\overline{C}.\overline{D}.$

1′ $A.B.\overline{C}.\overline{D}.$

Decodificarea s-ar putea efectua în modul clasic cu 10 porţi ŞI cu diode, fiecare trebuind să realizeze la ieşire funcţia specificată în

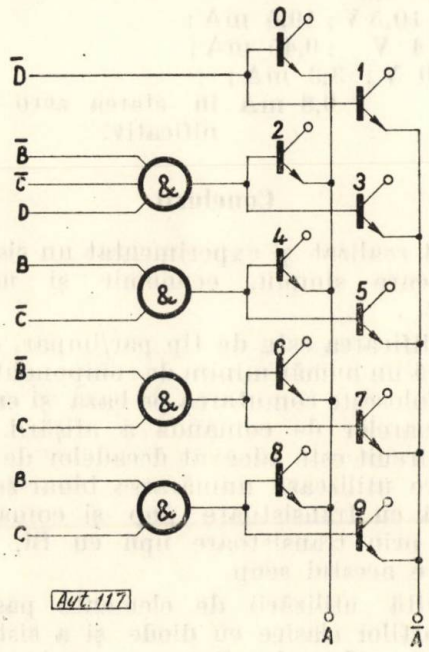


Fig. 3

coloana din dreapta tabelei 2, pentru cifra respectivă.

Dar diagrama Veitch din figura 2 arată că, dacă s-ar împărţi tabela vertical după linia de centru, diferenţa dintre o combinaţie utilă, din jumătatea dreaptă, şi simetrica sa din stînga va consta doar în termenul A. Rezultă că decodificarea acestui cod (şi a oricărui altul ce se bucură de aceeaşi proprietate) se poate face generînd doar cinci funcţii pentru cifrele pare şi respectiv impare şi combinîndu-le cu funcţia A sau $\bar{A}$ după cum este convenabil.

Acest mod de decodificare economic şi sigur poate fi foarte comod aplicat transistoarelor drivere ale tubului indicator utilizat.

Schema sa de principiu se găseşte în figura 3.

În această schemă nu am ţinut seamă de existenţa stărilor *z.n.* şi 1′. Ca urmare, expresiile funcţiilor aferente cifrelor 0,1 şi 4,5 sînt puţin simplificate faţă de cele din tabela 2.

Pornind de la această schemă de principiu, se observă că dacă bistabilii circuitului de numărare propriu-zis sînt echipaţi cu transistoare *pnp*, la care starea 0 este asociată stării de conducţie (potenţial de colector aproximativ 0) şi starea 1 stării de blocare (potenţial de colector negativ, în cazul nostru circa 8V), iar transistoarele drivere sînt de tip *npn*, prezenţa porţilor clasice cu diode pentru decodificare nu mai este indispensabilă.

Dacă se vor ataca grupurile de cîte două transistoare de comandă 0.1; 2.3 etc. de la ieşiri ale bistabililor complementare celor prevăzute să constituie intrările porţilor — de exemplu B în loc de $\bar{B}$, C în loc de $\bar{C}$ şi $\bar{D}$ în locul lui D pentru grupul 2.3 — desigur prin intermediul unor rezistenţe, iar grupurile de cinci emitori aferenţi cifrelor pare şi impare vor fi conectate la A, respectiv $\bar{A}$, se va putea realiza comanda tubului indicator numeric

Acest sistem utilizează comutarea pe bază şi emitor a transistorului de comandă a afişării.

Modul de funcţionare este următorul.

Cînd toate rezistenţele conectate la bazele unuia dintre grupurile de două transistoare de comandă a afişării se află la potenţial aproximativ 0 (transistoarele corespunzătoare din circuitele bistabile sînt în saturaţie), va putea conduce în saturaţie numai unul dintre cele două transistoare de comandă, şi anume acela al cărui emitor se găseşte în momentul respectiv la un potenţial negativ faţă de potenţialul bazei.

Aceasta se obţine prin comanda pe cele două grupe de emitori de către bistabilul A, care face distincţia dintre cifrele pare şi cele impare.

În realizarea practică a circuitului este necesar să se ţină seamă de faptul că, dacă pe una singură dintre rezistenţele de bază ale transistoarelor de comandă potenţialul este diferit

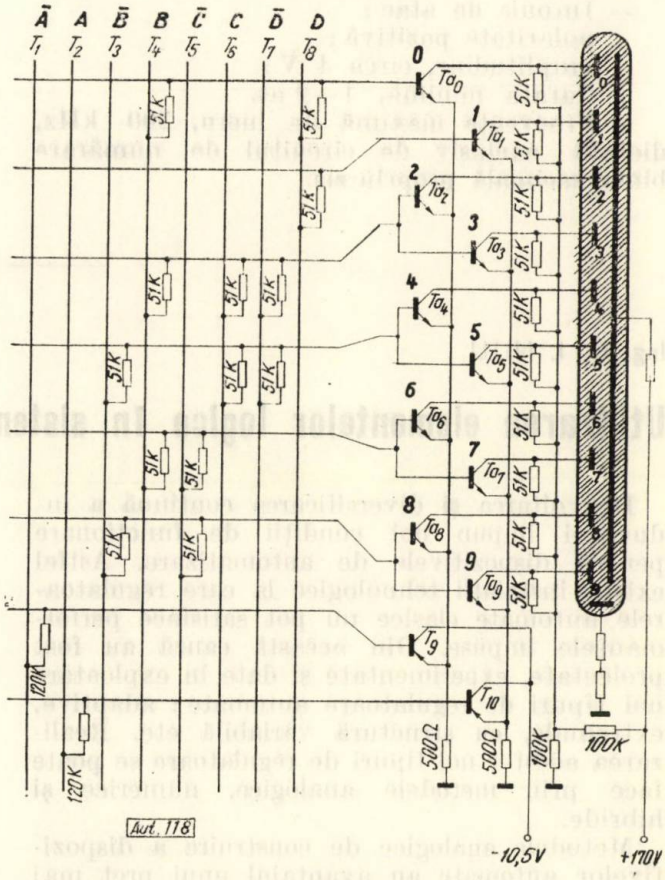


Fig. 4

de zero, transistorul respectiv trebuie să fie blocat.

De asemenea, întrucît curentul de comandă al tubului Nixie (1—2 mA) este absorbit practic din bistabilul *A*, comanda celor două grupuri de emitori se poate face uneori prin intermediul unor etaje separatoare, în funcţie de sarcina pe care acest consum o reprezintă pentru circuitul bistabil *A*.

În figura 4 este dat circuitul de decodificare şi comandă a afişajului pentru cazul propus. Întrucît aici a fost necesar să se ţină seamă de necesitatea existenţei stărilor z.n. şi 1′, circuitul diferă puţin de schema de principiu din figura 3. Pentru a putea asigura aprinderea cifrei 1 cînd circuitul se află în starea 1, cum şi în starea 1′, a fost necesară separarea căilor de atac pentru Ta0 şi Ta1. Comenzile pe bazele celorlalte grupuri de transistoare se fac după raţionamentul enunţat mai sus, în concordanţă cu tabela 2.

Caracteristici tehnice

— Transistoare folosite :
în circuitul de numărare, EFT 307 (pnp) ;
în circuitul de comandă a afişării, BFY45 (Siemens).
— Afişare, tub ZM1080.
— Impuls de atac :
polaritate pozitivă ;
amplitudine, circa 4 V ;
durata minimă, 1—2 μs.
— Frecvenţa maximă de lucru, 200 kHz, dictată exclusiv de circuitul de numărare binar-zecimală propriu-zis.
— Căderea inversă maximă de tensiune pe transistorul de comandă, 85 V ($U_{CEO} = 90$ V, $U_{CEs} = 140$ V pentru transistorul BFY45).
— Consum :
— 10,5 V ; 10,5 mA ;
+ 4 V ; 0,45 mA ;
170 V ; 3,3 mA ;
0,8 mA în starea zero nesemnificativ.

Concluzii

A fost realizat şi experimentat un sistem de decodificare simplu, economic şi uşor de depanat.

Decodificarea este de tip par/impar, ceea ce îi asigură un număr minim de componente utilizate şi foloseşte comutarea pe bază şi emitor a transistoarelor de comandă a afişării. Acest tip de circuit este adecvat decadelor de numărare care utilizează numărarea binar-zecimală echipată cu transistoare pnp şi comandă a afişării prin transistoare npn cu Si, special destinate acestui scop.

Datorită utilizării de elemente pasive în locul porţilor clasice cu diode şi a sistemului simplu şi modern de afişare, care asigură şi o redondanţă redusă, circuitul se va caracteriza printr-un indice înalt de fiabilitate. Manopera relativ redusă pe care o necesită, uşurinţa depanării şi numărul redus de componente îl fac deosebit de util pentru aparatura digitală.

BIBLIOGRAFIE

Electronic counting, editat de Industrial electronics division Mullard, 1967.

Ing. C. I. NITU

Utilizarea elementelor logice în sisteme de reglare continue

Dezvoltarea şi diversificarea continuă a industriei impun noi condiţii de funcţionare pentru dispozitivele de automatizare. Astfel există instalaţii tehnologice la care regulatoarele automate clasice nu pot satisface performanţele impuse. Din această cauză au fost proiectate, experimentate şi date în exploatare noi tipuri de regulatoare automate : adaptive, extremale, cu structură variabilă etc. Realizarea acestor noi tipuri de regulatoare se poate face prin metodele analogice, numerice şi hibride.

Metodele analogice de construire a dispozitivelor automate au avantajul unui preţ mai redus şi al vitezei mari de calcul, dar au dezavantajul că operaţiile de calcul, memorare şi comutare se fac cu o precizie mai mică.

Dispozitivele bazate pe metode numerice sînt mai scumpe, dar au avantajul că efectuează operaţiile de calcul, memorare şi comutare cu precizie mai mare, din care cauză au performanţe superioare. Dezvoltarea rapidă a metodelor de realizare a elementelor tehnicii numerice de calcul duce la creşterea vitezei de calcul şi la micşorarea volumului acestora.

Metodele hibride de construire a dispozitivelor de automatizare au ca scop combinarea metodelor analogice şi numerice în vederea micşorării preţului şi a creşterii performanţelor.

În lucrare se prezintă o metodă de realizare a regulatoarelor hibride pe baza regulatoarelor clasice folosite în automatizările industriale [1, 2, 3, 4, 5]. Drept criteriu pentru îmbunătăţirea performanţelor s-a ales metoda comutării după modulul erorii [6].

Prin urmare se urmăreşte ca la un regulator analogic clasic să se adauge o serie de elemente (bazate în general pe tehnica numerică de calcul) pentru a obţine un regulator hibrid. În lucrare, regulatorul hibrid reprezintă un regulator automat clasic la care un parametru de acordare este variabil în una sau mai multe trepte sau chiar legea de reglare se schimbă într-un anumit mod. Metoda propusă poate fi utilizată atît la procese rapide cît şi la procese lente, indiferent de natura semnalului utilizat. La început se prezintă rezultatele obţinute prin modelarea unui sistem automat cu un astfel de regulator hibrid [6], după care drept exemplu se vor prezenta unele soluţii pentru unul dintre regulatoarele automate cunoscute.

Se presupune că funcţia de transfer a părţii fixe are de exemplu următoarea formă:

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{s(1 + s\,T_f)}.$$

Luînd valori concrete pentru funcţia de transfer considerată, s-au analizat performanţele tranzitorii cu un regulator proporţional în cazul aplicării unui semnal treaptă la intrare. În vederea obţinerii unei invarianţe a performanţelor faţă de schimbarea parametrilor funcţiei de transfer a părţii fixe, se consideră că parametrul de acordare K_R este variabil în funcţie de modulul erorii, adică:

pentru $|\varepsilon| > a$ avem K_{R_1} mare;
pentru $|\varepsilon| < a$ avem K_{R_2} mic.

După cum reiese din figura 1, în cazul cînd regulatorul are un coeficient K_R mare (indi-

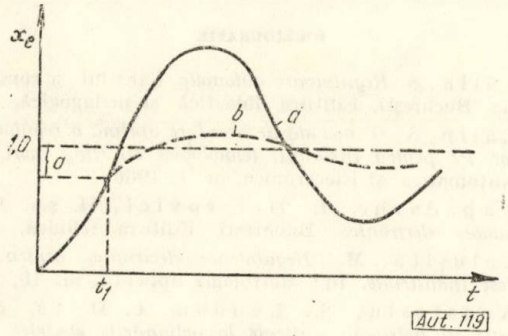


Fig. 1

ferent de valoarea erorii), se obţine un proces tranzitoriu cu un suprareglaj mare (curba *a*). În cazul cînd regulatorul are coeficientul K_R dependent de valoarea erorii, se obţine un proces tranzitoriu cu un suprareglaj mai mic (curba *b*).

Deci la aplicarea unui semnal treaptă la intrare se obţine un proces tranzitoriu cu un suprareglaj mai mic, cu o amplitudine mai mică a oscilaţiilor amortizate şi cu un timp de reglare relativ mai mic. În acelaşi mod au fost analizate instalaţii şi cu alte funcţii de transfer, folosind şi alte algoritme de variere a parametrilor de acordare sau chiar a legii de reglare [7]. De menţionat că la alegerea algoritmului de comutare se ţine seamă de faptul că structura pe care se comută trebuie să asigure iniţial o mărime de comandă egală cu mărimea de comandă dată de prima structură.

Avînd în vedere performanţele ridicate ale sistemelor automate cu regulatoare hibride, se pune problema dacă regulatoarele automate existente nu pot fi adaptate pentru realizarea algoritmului propus. În continuare se prezintă un exemplu, cu referire la sistemele de reglare pentru procese rapide.

Elementul pentru realizarea algoritmului de comutare trebuie să aibă un număr de stări stabile egal cu numărul de structuri care se comută. Astfel, există sisteme de reglare cu structură variabilă sau cu parametrii de acordare variabili în mai multe zone din planul fazelor [9]. În fiecare zonă sistemul are o anumită funcţie de transfer. Aceste sisteme se întîlnesc în cazul reglării unor procese la limită de stabilitate sau la care performanţele obţinute prin metode clasice sînt nesatisfăcătoare [10]. Totuşi la majoritatea sistemelor cu structură variabilă sau la sistemele cu unul dintre parametrii de acordare variabili se comută numai două stări [10, 11]. Din această cauză ne vom referi numai la elementul pentru realizarea algoritmului de comutare a două stări. Pentru realizarea acestui element se poate alege principiul de construire a elementelor cu prag [13] sau cu trighere Schmitt [15].

Elementul care realizează algoritmul de comutare a două structuri după modulul erorii, cu referire la regulatorul automat din sistemul unificat UNIDIN, este prezentat în figura 2. Prin E_1 şi E_2 s-au notat ieşirile amplificatorului operaţional UNIDIN. În cazul cînd regulatorul are componenta *I* sau *D*, pentru realizarea algoritmului de comutare este necesar un amplificator operaţional separat. Elementele logice NICI, N_1 şi N_2 au un număr de intrări legate în paralel. Prin alegerea unui anumit număr de intrări legate în paralel sau a unei rezistenţe conectate direct la bază se stabileşte tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional pentru care se schimbă valoarea logică a ieşirii. Sînt utilizate două elemente NICI pentru a determina tocmai modulul erorii. Elementele logice N_1 şi N_2 comandă o schemă *L*, care realizează funcţia SAU—EXCLUSIV. Elementul *L* are semnal logic unu la ieşire, cînd numai unul dintre elementele N_1 şi N_2

are semnal zero la ieşire, adică atunci cînd eroarea depăşeşte modulul stabilit.

Cînd valoarea erorii nu depăşeşte modulul stabilit, elementele N_1 şi N_2 au semnal logic

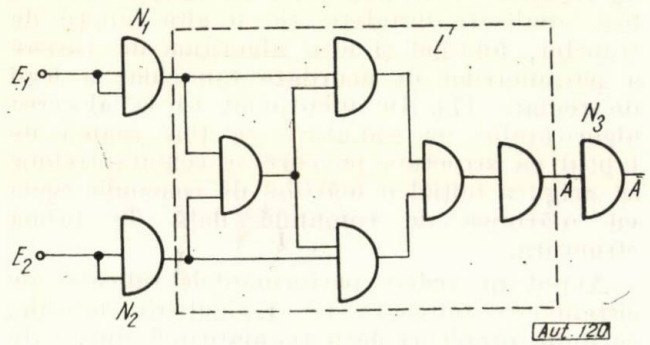


Fig. 2

unu la ieşire. Prin urmare, atunci cînd eroarea are valoare mai mare decît modulul stabilit, unul dintre elementele logice N_1 şi N_2 (în funcţie de semnul ieşirii) trece în starea zero şi la ieşirea elementului L apare semnal logic unu.

Experimentarea acestui element s-a efectuat folosind o trusă cu elemente logice UNILOG, un panou cu sistemul unificat UNIDIN şi diferite aparate de măsură. Verificările experimentale au arătat că dacă elementul pentru comutarea propriu-zisă este sensibil încă de la tensiuni mici, atunci elementele N_1 şi N_2 trebuie înlocuite cu trighere Schmitt la care pragul să fie calculat pentru valoarea dorită [15].

Pentru elementul care efectuează comutarea propriu-zisă pot fi adoptate diferite soluţii [7, 8, 9]. Pentru exemplul prezentat s-a adoptat schema din figura 4. În acest scop s-a folosit un element logic N_3 (fig. 2) pentru obţinerea

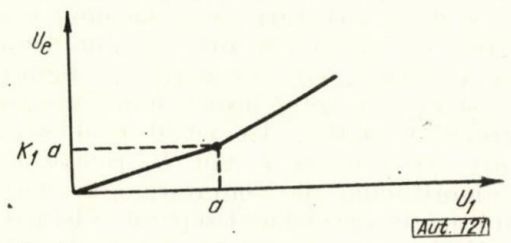


Fig. 3

semnalului negat de comandă. Utilizarea acestui element depinde de schema aleasă pentru elementul de comutare care în general poate fi cu sau fără contacte. Se observă că, atunci cînd la ieşirea elementului L avem $A = 1$, semnalul pozitiv de intrare x_i trece prin circuitul de intrare format de cele două rezistenţe R_2. Cînd $A = 0$, semnalul x_i trece prin circuitul de intrare format de cele două rezistenţe R_1. Alegerea rezistenţelor R_1 şi R_2 se face astfel încît să se obţină factorii doriţi de amplificare, iar rezistenţa R_3 în funcţie de precizia necesară de comutare [7]. În cadrul experienţelor s-a ridicat caracteristica statică intrare-ieşire a regulatorului proporţional cu factorul K_R variabil în două trepte, caracteristică prezentată în figura 3. Experimentarea elementelor descrise a arătat că acestea au o siguranţă mare în funcţionare, iar precizia de fixare a modulului erorii şi a factorilor de amplificare este satisfăcătoare.

Regulatoarele la care unul dintre parametrii de acordare este variabil în două sau mai multe trepte sau la care se schimbă în acelaşi mod chiar legea de reglare reprezintă de fapt elemente neliniare introduse intenţionat într-un sistem automat. Aşa cum se arată în [14, 12], prin folosirea elementelor neliniare se pot obţine următoarele avantaje faţă de sistemele clasice : timpul de răspuns mai mic, amplitu-

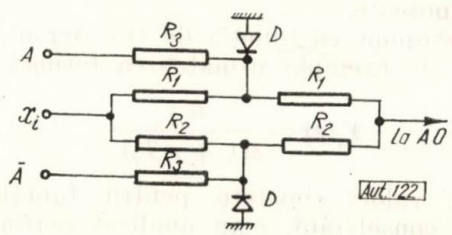


Fig. 4

dinea oscilaţiilor mai mică, o sensibilitate mai mică faţă de perturbaţiile relativ mici şi o invarianţă a performanţelor faţă de variaţia parametrilor instalaţiei automatizate.

Verificarea prin modelare a metodei propuse şi experimentarea elementelor descrise deschid noi căi de cercetare privind metodele de îmbunătăţire a performanţelor sistemelor automate cu regulatoare automate clasice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Regulatoare automate.* Calculul şi construcţia. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[2] Călin, S. *O metodă de acordare optimă a regulatoarelor PI pentru instalaţii tehnologice cu timp mort.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1. 1966.

[3] Papadache, I. Herşcovici, H. ş.a. *Regulatoare electronice.* Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[4] Căluşiţă, M. *Regulatoare electronice pentru procese industriale.* În : Metrologia aplicată, nr. 10, 1964.

[5] Anastasiu, S., Landau, I. D. ş.a. *Instalaţii cu tiristoare utilizate la acţionările electrice automatizate cu motoare de curent continuu.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1963.

[6] Nitu, C. *Metodă pentru îmbunătăţirea performanţelor sistemelor automate.* În : Buletinul Institutului politehnic Bucureşti, nr. 6, 1967.

[7] Petrescu, A., Nitu, C. *Modelarea pe calculatoare analogice a sistemelor automate cu structură variabilă.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1967.

[8] Felea, I. (redactor). *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Editura tehnică, vol. **1**, 2, 1965.

[9] Korn, G. A. (redactor). *Computer handbook.* New York, Mc Graw-Hill, 1962.

[10] Emelianov, S. V. *Primenenie SAR peremennoi strukturoi.* În: Dokladî Akademii Nauk SSSR **152**, nr. 2, 1963.

[11] Taran, V. A. *Primenenie nelininoi korcctii i peremennoi strukturî dlea ulcişenia dinamiceskih svoistv.* În Avtomatika i telemehanika **25**, n. 1, 1964.

[12] Tou, J. *Modern control theory.* New York, Mc Graw Hill, 1965.

[13] Necula, M., Gerson, S. *Utilizarea circuitelor cu prag în calculatoarele electronice.* Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului politehnic Bucureşti, mai 1969.

[14] Mischin (redactor). *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw-Hill, 1960.

[15] Porţeanu, M. *Triggere Schmitt cu tranzistoare pentru circuite logice.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1967.

Ing. R. ANDREESCU

Viscozimetru de vibraţii

Comparativ cu metodele mai vechi de măsurare a viscozităţii, metoda corpului vibrant prezintă o serie de avantaje, dintre care deosebit de importante sînt simplitatea constructivă a viscozimetrului care se realizează, precum şi posibilitatea măsurării continue şi automate a viscozităţii lichidelor staţionare sau în mişcare.

În literatură sînt descrise numeroase variante de viscozimetre de vibraţii care diferă între ele prin modul, forma şi frecvenţa oscilaţiilor utilizate, prin parametrul oscilaţiei care se corelează cu valoarea viscozităţii, prin schema electronică de măsurare etc.

Măsurarea viscozităţii prin metoda vibraţiilor utilizează relaţia care există între viscozitatea lichidului în care se imersează corpul vibrant şi variaţia corespunzătoare a unuia dintre parametrii oscilaţiei corpului vibrant, variaţie care apare ca urmare a reacţiunii mediului vîscos asupra sa după imersare. În funcţie de acest parametru s-au dezvoltat două tipuri de viscozimetre de vibraţii:

— viscozimetre la care se măsoară variaţia amplitudinii sau a coeficientului de atenuare al oscilaţiilor;

— viscozimetre la care se măsoară variaţia frecvenţei proprii de rezonanţă a corpului vibrant.

Relaţiile matematice care există între parametrii oscilaţiei corpului vibrant imersat şi mărimile de material η (viscozitatea dinamică) şi ρ (densitatea de volum) ale mediului vîscos se obţin rezolvînd ecuaţia diferenţială de mişcare a corpului vibrant, în care s-au introdus şi expresiile forţelor suplimentare ce acţionează din partea lichidului. Expresiile acestor forţe depind de forma geometrică a corpului imersat Cazul cel mai favorabil se obţine cînd corpul imersat este realizat sub formă plană, cu grosime neglijabilă, vibrînd în planul său. Se arată că în acest caz amplitudinea de oscilaţie, precum şi frecvenţa proprie de rezonanţă a corpului vibrant imersat, depind numai de produsul $\eta \cdot \rho$ [1]. Dependenţa este neliniară în ambele cazuri. Reprezentarea grafică a variaţiei amplitudinii şi frecvenţei de rezonanţă cu produsul $\eta \cdot \rho$ conduce la concluzia că, din punctul de vedere al sensibilităţii metodei de măsurare, metoda amplitudinii este avantajoasă pentru produs $\eta \cdot \rho$ de valoare mică, în timp ce metoda frecvenţei este avantajoasă pentru produs $\eta \cdot \rho$ de valoare mare [2].

Viscozimetrul de vibraţii realizat utilizează în principiu metoda amplitudinii, însă datorită unei bucle de reglare automată a amplitudinii vitezei de oscilaţie şi măsurării tensiunii respective de reglare, sensibilitatea aparatului nu scade în domeniul viscozităţilor mari şi totodată se asigură funcţionarea în acelaşi regim (liniar) a corpului oscilant, în toată gama de măsurare a viscozităţii.

Descrierea aparatului

Viscozimetrul este de tipul autooscilant, schema electronică asigurînd funcţionarea la frecvenţa de rezonanţă a corpului vibrant indiferent de mediul vîscos în care acesta se imersează. Se elimină astfel erorile care apar în cazul excitării vibraţiilor cu semnal de frecvenţă fixă, de la un oscilator separat, provocate de instabilitatea frecvenţei acestui oscilator.

Partea de măsurare a aparatului foloseşte în principiu metoda amplitudinii.

În figura 1 este prezentată schema bloc a viscozimetrului cu reglarea statică a amplitudinii vitezei de oscilaţie.

Se utilizează un traductor electromagnetic care nu diferă constructiv de cele descrise în literatură şi care transformă oscilaţiile electrice ale tijei (T), ce constituie corpul vibrant al

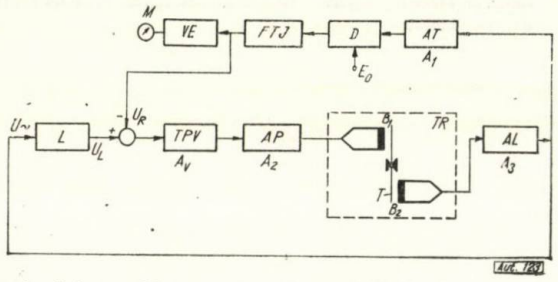


Fig. 1. Schema bloc a viscozimetrului de vibraţii cu reglarea statică a amplitudinii vitezei de oscilaţie:
– limitator; TFV – tub cu pantă variabilă; AP – amplificator de putere; TR – traductor electromagnetic; AL – amplificator liniar; AT – amplificator de tensiune; D – detector cu prag; FTJ – filtru trece-jos; VE – voltmetru electronic de curent continuu.

traductorului, în oscilaţii mecanice. Tija are, la partea inferioară ce se imersează, o formă plană. Forţa longitudinală alternativă, care provoacă vibraţia tijei, apare ca urmare a acţiunii exercitate de cîmpul magnetic alternativ al curentului unei bobine fixe (bobina de excitaţie) asupra piesei centrale (din fier moale) solidară cu tija care se imersează. Semnalul, proporţional cu viteza de oscilaţie a tijei, este obţinut inductiv, prin mişcarea oscilatorie în centrul unei bobine circulare fixe (bobina de recepţie) a unui mic magnet permanent, montat la capătul superior al tijei. Schema autooscilantă este similară cu cea a unui oscilator electromecanic; bucla de reacţie pozitivă se închide prin intermediul bobinelor de excitaţie B_1 şi de recepţie B_2 ale traductorului.

Tensiunea sinusoidală indusă în bobina de recepţie B_2 este amplificată şi apoi limitată cu un limitator bilateral simetric, la o valoare constantă a amplitudinii vîrf la vîrf. Limitatorul reprezintă un etaj cu neliniaritate pronunţată, introdus înaintea organului de reglare, pentru a permite reglarea amplitudinii prin schimbarea amplificării în bucla închisă a oscilatorului, fără să apară pericolul dezamorsării.

Tubul cu pantă variabilă constituie organul de reglare, comandat de o tensiune continuă care îi modifică negativarea.

Puterea de acţionare, necesară traductorului electromagnetic pentru a produce vibraţia tijei cu o amplitudine de circa 1 mm, este furnizată de etajul amplificator de putere care alimentează bobina de excitaţie B_1.

Bucla de reglare statică a amplitudinii reprezintă de fapt o reacţie negativă de tip parametric (neliniară) [3]. Ea cuprinde etajul de amplificare în tensiune a semnalului sinusoidal proporţional cu amplitudinea vitezei de oscilaţie a tijei şi un detector cu prag (cu „întîrziere") urmat de un filtru trece-jos, la ieşirea căruia se obţine tensiunea de reglare. Tensiunea continuă de reglare este măsurată cu un voltmetru electronic cu mai multe game şi cu instrumentul gradat în valori $\eta \cdot \rho$ (cP·g/cm³).

În figura 2 este prezentată schema de principiu a viscozimetrului. Semnalul dreptunghiular, cu amplitudine vîrf la vîrf constantă, se obţine la ieşirea unui limitator cu cuplaj catodic T_2, care are avantajul că pentru limitarea superioară nu se utilizează conducţia grilei [4]. Tubul folosit (ECC 83) cu parametru μ mare ($\simeq 100$) permite o tăiere bruscă a curentului, cu prag de limitare de valoare redusă. Cu ajutorul potenţiometrului P_1 se poate regla fin amplitudinea semnalului sinusoidal de la intrarea amplificatorului de tensiune din bucla de reglare. Această reglare se face înainte de efectuarea unei măsurători, cu corpul vibrant neimersat, astfel ca acul instrumentului M să se afle în dreptul unui reper fix (capul scalei).

Mărimea semnalului dreptunghiular la ieşirea etajului limitator este reglată cu rezistenţa variabilă RV_1 pentru a obţine amplitudinea de oscilaţie dorită (circa 1 mm) a corpului vibrant.

Pentoda cu pantă variabilă EF 183 are o alimentare serie a ecranului, iar ecranul este nedecuplat pentru ca punctul de funcţionare să se deplaseze pe o caracteristică de reglare $A/A_{max} = f(U_R)$ mai puţin abruptă (fig. 3). O astfel de caracteristică este avantajoasă pentru realizarea unei stabilităţi în funcţionare a buclei de reglare [3].

Etajul final (EL 84) asigură puterea de circa 2 W pentru excitarea traductorului electromagnetic.

Tensiunea de valoare ridicată (>150 V), necesară acţionării detectorului cu întîrziere, se obţine la ieşirea amplificatorului T_5 cu un transformator ridicător Tr_2.

Detectorul este de tipul paralel, fiind realizat cu tubul T_6 şi grupul de detecţie R_d, C_d. Tensiunea de întîrziere aplicată în catodul diodei ($+150$ V) este stabilizată suplimentar cu ajutorul tubului stabilizator cu descărcare în gaz N. Semnalul alternativ, transmis aproximativ neatenuat faţă de valoarea pe care o are la intrarea detectorului, este filtrat cu filtrul trece-jos cu o singură celulă R_f, C_f. S-a ţinut seamă că, la o alegere nejudicioasă a schemei filtrului şi a parametrilor săi, poate apărea instabilitatea funcţionării buclei de reglare [3]. Această instabilitate se manifestă experimental prin oscilarea cu o frecvenţă foarte joasă a tensiunii de reglare. Constanta de timp a filtrului stabileşte comportarea în regim dinamic a sistemului de reglare la o variaţie bruscă a amplitudinii de vibraţie (de exemplu prin schimbarea mediului în care este imersat cor-

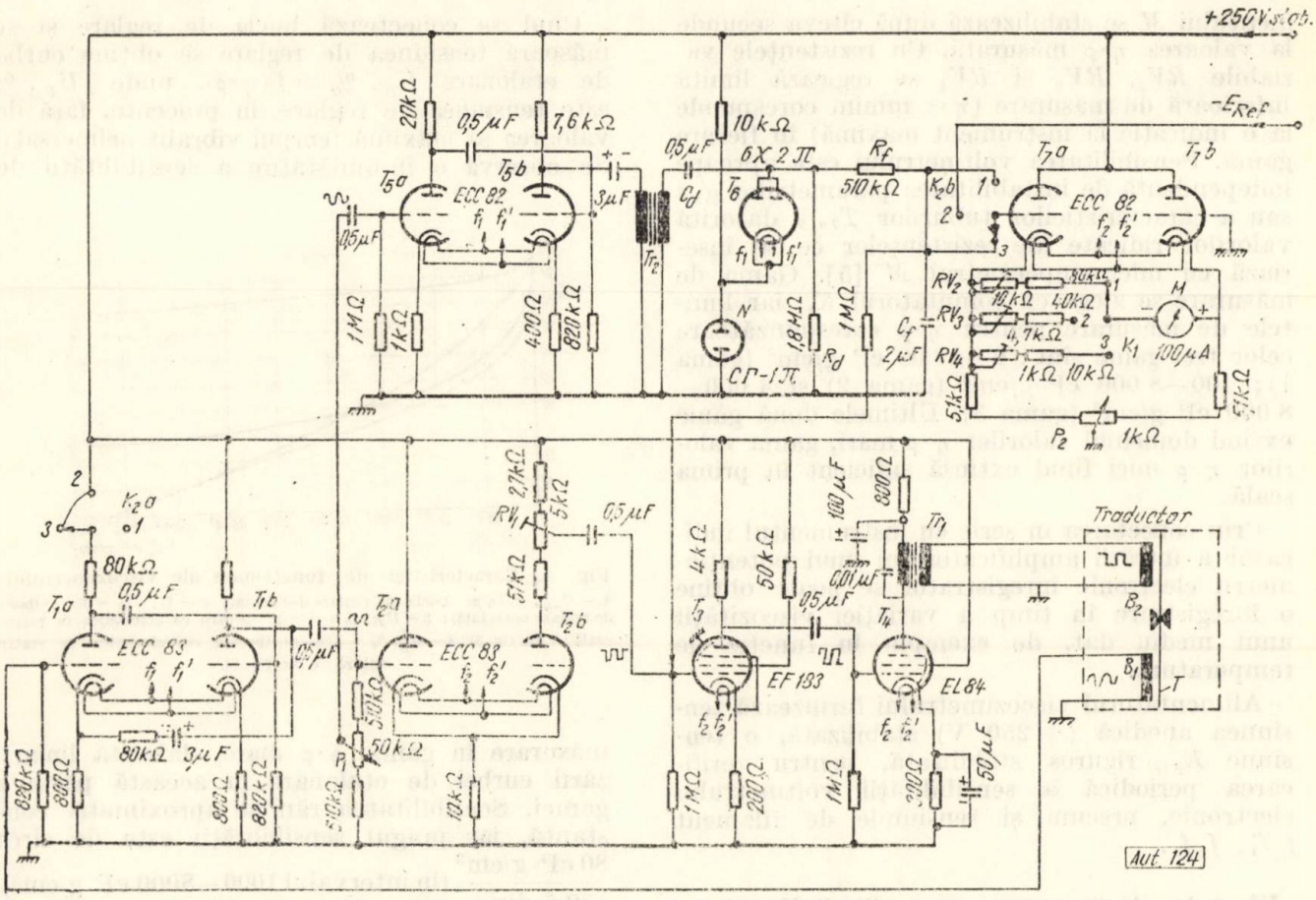


Fig. 2. Schema de principiu a viscozimetrului de vibraţii; poziţiile comutatorului K_2:
1 — verificarea zeroului; 2 — verificarea sensibilităţii voltmetrului; 3 — măsurare.

pul vibrant). Experimental, cu $C_f = 2$ μF se obţine o funcţionare stabilă a buclei de reglare (tendinţa de intrare în oscilaţie apare pentru $C_f < 0{,}2$ μF), iar regimul tranzitoriu de stabilire a tensiunii de reglare este aperiodic cu o constantă de timp suficient de mică (circa 3,5").

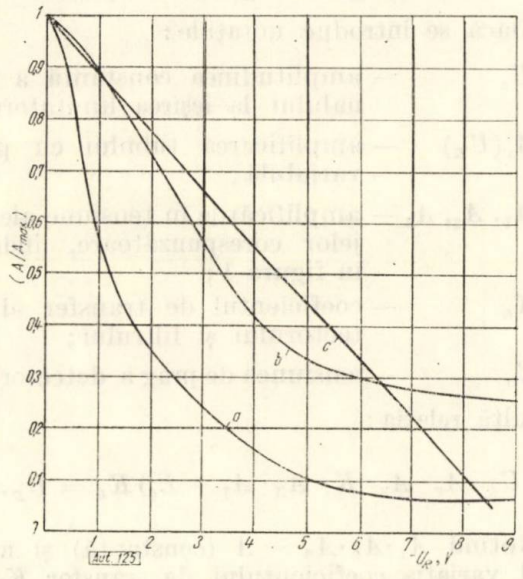


Fig. 3. Caracteristica de reglare a tubului cu pantă variabilă $A/A_{max} = f(U_R)$, U_R — tensiunea de reglare.
a — ecranul decuplat ($Ce = 100$ μF); b — ecranul nedecuplat; c — caracteristică liniară fictivă.

Trebuie remarcat că sistemul de reglare este neliniar, atît datorită reacţiei negative de tip parametric, cît şi datorită caracteristicii de reglare neliniare. Condiţia teoretică de stabilitate se poate obţine pe porţiuni aproximate liniar din caracteristica de reglare şi pentru o valoare dată a amplitudinii semnalului la intrarea organului de reglare. Deoarece valoarea tensiunii de reglare este suficient de mare (1—10 V), pentru măsurarea sa se utilizează un voltmetru electronic în punte, cu repetori catodici, asigurîndu-se o rezistenţă de intrare foarte mare şi o bună stabilitate a amplificării în timp.

Datorită rezistenţelor de valori ridicate din catode se obţine o rezistenţă mare de intrare, precum şi o reducere a derivei nulului dată de diferenţa dintre parametrii celor două tuburi ($T_{7\,a,b}$). Reglarea de zero în absenţa tensiunii de măsurat se efectuează cu potenţiometrul P_2, înainte de a începe măsurătoarea (comutatorul K_2 în poziţia 1). Pentru efectuarea măsurării, tija vibrantă se imersează în lichidul cercetat, pînă la un reper fix. Indicaţia instru-

mentului M se stabilizează după cîteva secunde la valoarea $\eta \cdot \rho$ măsurată. Cu rezistenţele variabile RV_2, RV_3 şi RV_4 se reglează limita inferioară de măsurare ($\eta \cdot \rho$ minim corespunde la o indicaţie la instrument maximă) în fiecare gamă. Sensibilitatea voltmetrului este aproape independentă de instabilitatea parametrilor μ, s sau a caracteristicilor tuburilor $T_{7a,b}$ datorită valorilor ridicate ale rezistenţelor ce se înseriază cu microampermetrul M [5]. Gama de măsurare se alege cu comutatorul K_1, iar limitele de măsurare pentru $\eta \cdot \rho$ corespunzătoare celor trei game sînt: 0—8 000 cP·g/cm³ (gama 1); 400—8 000 cP·g/cm³ (gama 2) şi 4 000—8 000 cP·g/cm³ (gama 3). Ultimele două game extind domeniul valorilor $\eta \cdot \rho$ mari, gama valorilor $\eta \cdot \rho$ mici fiind extinsă suficient în prima scală.

Prin conectarea în serie cu instrumentul indicator a intrării amplificatorului unui potenţiometru electronic înregistrator se poate obţine o înregistrare în timp a variaţiei viscozităţii unui mediu dat, de exemplu în funcţie de temperatură.

Alimentatorul viscozimetrului furnizează tensiunea anodică (+ 250 V) stabilizată, o tensiune E_{Ref} riguros stabilizată, pentru verificarea periodică a sensibilităţii voltmetrului electronic, precum şi tensiunile de filament $f_1 f_1'$, $f_2 f_2'$.

Efectul reglării automate a amplitudinii asupra curbei de etalonare

Pentru etalonarea aparatului s-au utilizat substanţe etalon de tipul metilpolisiloxanilor (uleiuri siliconice), deoarece prin proprietăţile lor (stabilitate în timp foarte bună, variaţia viscozităţii cu temperatura mică etc.) se dovedesc foarte indicate ca etaloane de viscozitate [6].

La o măsurare directă a variaţiilor amplitudinii vitezei de oscilaţie se obţine curba de etalonare $U_\sim$, % $= f(\eta\ \rho)$ (fig. 4); de exemplu cu un voltmetru de curent alternativ conectat la ieşirea etajului T_{1b} (bucla de reglare fiind întreruptă).

Se verifică astfel concordanţa care există între această curbă experimentală şi cea teoretică [3]. Sensibilitatea măsurării scade rapid spre viscozităţi mari. Deoarece în acest caz negativarea tubului cu pantă variabilă rămîne constantă, semnalul dreptunghiular de la ieşirea limitatorului asigură un curent de excitaţie cu amplitudine constantă a traductorului. Astfel, curba de etalonare obţinută reprezintă în acelaşi timp variaţia factorului de transfer $K = \frac{U_{B_1}}{U_{B_2}}$ cu produsul $\eta \cdot \rho$.

Cînd se conectează bucla de reglare şi se măsoară tensiunea de reglare se obţine curba de etalonare U_R, % $= f(\eta \cdot \rho)$, unde U_R, % este tensiunea de reglare, în procente, faţă de valoarea sa maximă (corpul vibrant neimersat). Se observă o îmbunătăţire a sensibilităţii de

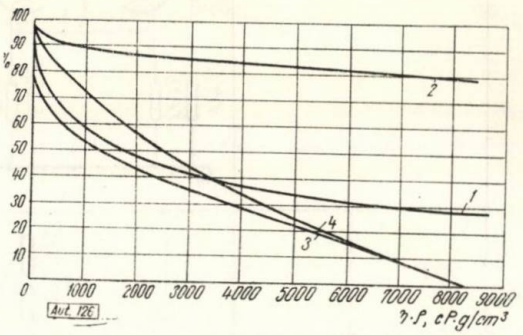


Fig. 4. Caracteristici de funcţionare ale viscozimetrului: 1 — $U_\sim$, % ($\eta \cdot \rho$) (bucla de reglare desfăcută); 2 — $U_\sim$, % $= f(\eta \cdot \rho)$ (bucla de reglare conectată); 3 — U_R, % $= f(\eta \cdot \rho)$ (pentru caracteristica de reglare reală: *b* din fig. 3); 4 — U_R', % $= f(\eta \cdot \rho)$ (pentru caracteristica de reglare liniară: *c* din fig. 3).

măsurare în gama $\eta \cdot \rho$ mare, datorită liniarizării curbei de etalonare în această parte a gamei. Sensibilitatea rămîne aproximativ constantă, iar pragul sensibilităţii este de circa $\frac{80\ \text{cP}\cdot\text{g/cm}^3}{0{,}5\ \text{div.}}$ (în intervalul 1000—8000 cP·g/cm³). Eroarea de precizie determinată experimental nu a fost mai mare decît $\pm$ 4%.

Schimbarea formei curbei de etalonare se explică cu ajutorul relaţiei neliniare care există între coeficientul de transfer $K = K(\eta \cdot \rho)$ şi tensiunea de reglare U_R, % $= f(\eta \cdot \rho)$.

Dacă se introduc notaţiile:

U_L — amplitudinea constantă a semnalului la ieşirea limitatorului;

$A_V(U_R)$ — amplificarea tubului cu pantă variabilă;

A_1, A_2, A_3 — amplificările în tensiune ale etajelor corespunzătoare, indicate în figura 1;

K_D — coeficientul de transfer al detectorului şi filtrului;

E_0 — tensiunea de prag a detectorului,

rezultă relaţia:

$$(U_L \cdot A_V \cdot A_2 \cdot K \cdot A_3 \cdot A_1 - E_0) K_D = U_R. \quad (1)$$

Notînd $A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 = A$ (constantă) şi neglijînd variaţia coeficientului de transfer K_D cu amplitudinea semnalului detectat, rezultă:

$$U_L \cdot A \cdot K_D \cdot K(\eta \cdot \rho) A_V(U_R) = U_R + E_0 K_D. \quad (2)$$

Relaţia (2) ilustrează dependenţa neliniară dintre mărimile U_R şi K. Dacă se cunosc curbele $K(\eta \cdot \rho)$, $A_v(U_R)$ şi mărimile constante ale schemei U_L, E_0, A, K_D, relaţia (2) permite determinarea grafică a curbei $U_R(\eta \cdot \rho)$.

Pentru a observa influenţa neliniarităţii curbei de reglare $A_v = A_v(U_R)$ asupra caracteristicii de etalonare, în figura 4 s-a trasat curba de etalonare $U'_R, \% = f(\eta \cdot \rho)$, obţinută pe baza relaţiei (2), în cazul unei caracteristici de reglare fictive, liniare (fig. 3, curba c). Din compararea curbelor U_R şi U'_R rezultă că neliniaritatea iniţială ($U_R \to 0$) a caracteristicii de reglare reale contribuie la liniarizarea caracteristicii de etalonare în domeniul $\eta \cdot \rho$ mare.

Concluzii

Viscozimetrul de vibraţii cu stabilizarea automată a amplitudinii vitezei de oscilaţie prezintă următoarele caracteristici:

— poate măsura continuu viscozitatea variabilă în timp a unui mediu dat;

— indicaţia aparatului fiind dată în produs $\eta \cdot \rho$, pentru aflarea viscozităţii este necesară măsurarea separată a densităţii lichidului respectiv;

— spre deosebire de viscozimetrele de vibraţii cunoscute care utilizează metoda amplitudinii, la acest viscozimetru sensibilitatea de măsurare rămîne aproximativ constantă în gama viscozităţilor mari (mii de cP·g/cm³), pînă la o limită maximă de măsurare care depinde de greutatea şi suprafaţa laterală a corpului imersat;

— în acelaşi timp, amplitudinea vitezei de oscilaţie variază puţin (circa 20%) în toată gama de măsurare a aparatului, datorită unei bucle de reglare automată a acestei mărimi;

— ca şi la viscozimetrele de vibraţii care utilizează metoda amplitudinii, sensibilitatea de măsurare are o creştere rapidă spre viscozităţi mici ($\eta \cdot \rho \to 0$), astfel că sensibilitatea de măsurare nu rămîne constantă în toată gama de măsurare;

— prin utilizarea unei tije de grafit sau metal greu fuzibil (molibden, platină etc.) aparatul se poate utiliza la măsurarea viscozităţii zgurelor la temperaturi înalte (800—2 000°C).

BIBLIOGRAFIE

[1] Landau, P. D. şi Lifşiţ, E. M. *Mehanika splošnih sred.* Moscova, Gos. iz. teh-teoreticeskoi literaturi, 1954.

[2] Soloviov, A. M. *O vibraţionnom metode izmerenia viazkosti.* În: Zavodskaia laboratoria, nr. 6, 1965, p. 714.

[3] Tartakovski, G. P. *Dinamika sistem avtomaticeskoi regulirovki usilenia.* Moscova, Gosenergoizdat, 1957.

[4] Landee, W. ş.a. *Electronic designers' handbook.* New York, Mc Graw-Hill, 1957.

[5] Nicolau, Ed. *Măsurări în înaltă frecvenţă*, vol. 1. Bucureşti, Edit. IPB, 1953.

[6] Solomon, M. şi Moraru, S. *Transmiterea unităţii de viscozitate prin intermediul metilpolisiloxanilor.* În: Studii şi cercetări de metrologie, 1966, p. 609.

ing. M. DUMA

Relaţia proces-flux informaţional*

Procesele a căror conducere directă este efectuată prin sisteme teleinformaţionale pot fi caracterizate prin:

— fluxul material (se subînţelege: propriu-zis material sau/şi energetic), de exemplu fluxul de trenuri pe căile ferate, de energie într-un sistem energetic, de unde electromagnetice într-o reţea de radio-relee, de ţiţei sau gaze într-un sistem de extracţie şi transport etc.;

— algoritmul funcţional, care reprezintă mulţimea regulilor în virtutea cărora procesul în ansamblu şi fiecare element constitutiv al procesului în parte îşi exercită atribuţiile tehnologice, izolat şi în context; algoritmul funcţional include algoritmul transformărilor materiale (energetice) efectuate în proces; fluxul material şi algoritmul funcţional reprezintă baza procesului;

— algoritmul de conducere a procesului, care defineşte suprastructura informaţională a procesului, necesară pentru realizarea algoritmului funcţional; totalitatea intrărilor şi ieşirilor de informaţie în proces şi în elementele lui constitutive, conexiunea (condiţionarea) informaţională dintre acestea; algoritmul de conducere include algoritmul de prelucrare a informaţiei, efectuată la nivelul suprastructurii procesului.

Din totalitatea conexiunilor informaţionale o mare parte se realizează local.

O altă parte, dată fiind structura fluxului material, necesită transmiterea la distanţă, prin canale perturbate, cu utilizarea economică, multiplă a canalelor. Această parte a conexiu-

* Comunicare susţinută la 19 oct 1968 în cadrul simpozionului „Aplicaţiile sistemului informaţional în economie", organizat de Asociaţia oamenilor de ştiinţă din R.S.R., Bucureşti.

nilor se realizează prin formarea fluxului informaţional care intră în sfera de preocupări a prezentului articol.

Caracteristici ale proceselor tehnologice, susceptibile de a influenţa caracteristicile fluxului informaţional

a) *Gradul de continuitate al fluxului material.* Din acest punct de vedere, procesele tehnologice se împart în două mari grupe:

— procese cu flux material (energetic) continuu (în funcţionare tehnologic normală); este cazul sistemelor energetice, al sondelor şi conductelor de transport de ţiţei sau gaze etc.; intensitatea fluxului informaţional aferent proceselor din această grupă prezintă vîrfuri pronunţate numai la schimbări de regim, la apariţia unor perturbări, avarii etc.;

— procese cu flux material fragmentat, discret, de exemplu transportul feroviar, circulaţia vehiculelor; fluxul informaţional este important în tot timpul funcţionării, normale sau perturbate, a procesului şi este de obicei de ordin de mărime superior faţă de cazul primei grupe. În adevăr, fiecare tren, fiecare vehicul care trece printr-un anumit punct transmite o informaţie, de identitate sau de prezenţă; anumite macazuri, semnale trebuie permanent comutate.

Din punctul de vedere al teoriei statistice a informaţiei, deosebirea dintre cele două grupe de procese poate fi considerată ca neavînd un caracter principial, ci numai practic: dacă ar fi economic ca, în cazul proceselor discrete care se desfăşoară după program, în fiecare punct de control şi de comandă să se elimine local redondanţa, verificîndu-se corectitudinea respectării programului şi iniţiindu-se comenzile necesare conform programului, ar fi necesară transmisia de informaţie numai în cazurile de perturbare, ca şi în prima grupă.

b) *Ponderea factorului aleatoriu în desfăşurarea procesului.* Optimizarea unui proces profund aleatoriu, cum este de exemplu circulaţia stradală, necesită o transmisie şi o prelucrare operativă de informaţie mult mai intensă decît ar necesita un proces programat cu rest de factori identici.

c) *Numărul de intrări-ieşiri materiale din proces, de surse-consumatori tehnologici, elemente funcţionale constitutive ale procesului.* Acest factor influenţează intensitatea fluxului informaţional, pe de o parte în mod nemijlocit, grosier, prin multiplicarea volumului de informaţie aferent fiecărui element cu numărul de elemente. Pe de altă parte, mărirea numărului de elemente şi în special a numărului de consumatori tehnologici măreşte ponderea factorului aleatoriu în desfăşurarea procesului, din suprapunerea unui număr mare de fenomene, fie şi deterministe, dar necorelate, rezultînd un proces aleatoriu.

Creşterea fluxului informaţional cu creşterea numărului de intrări-ieşiri şi a numărului de elemente constitutive se produce în realitate în măsură mai mare decît rezultă din cele de mai sus (v. anexa).

În mod evident, fluxul informaţional este influenţat şi de gradul de perturbare al intrărilor-ieşirilor tehnologice din proces, de regimul lor de funcţionare constant, variabil (în termeni energetici — „de bază", „de vîrf").

d) *Caracteristicile dinamice ale procesului.* Aici se disting, din punctul de vedere al fluxului informaţional, două aspecte:

— un proces, la care legea de variaţie a parametrilor are în spectru componente de frecvenţă mai mare, este apt să genereze informaţie cu o viteză superioară la nivelul fiecărui parametru tehnologic luat izolat;

— într-un proces, la care viteza de propagare a perturbărilor tehnologice prin fluxul material (energetic) este mai mare, este mai mare probabilitatea de generare a informaţiei simultan (sau cvasisimultan) la nivelul mai multor parametri tehnologici situaţi la distanţă, fluxul informaţional instantaneu constatat în ansamblul procesului putînd fi astfel mai mare.

Sub ultimul aspect menţionat, este esenţial ordinul de mărime al vitezei de propagare a perturbărilor tehnologice prin proces; dacă este acelaşi cu ordinul de mărime al vitezei de propagare a informaţiei în sistemul teleinformaţional, atunci probabilitatea generării simultane de informaţie în puncte teritorial diferite ale procesului este mare, caracteristic fiind exemplul sistemelor electroenergetice (inclusiv al tracţiunii electrice), al liniilor de radio relee într-o oarecare măsură — al unor parametri ai sistemelor de transport de fluide necompresibile etc. Dacă viteza de propagare a perturbărilor prin proces este de ordin de mărime inferior faţă de viteza de propagare a informaţiei în sistemul teleinformaţional, simultaneitatea observării aceleiaşi perturbări în puncte diferite ale procesului este practic exclusă.

e) În unele situaţii, *prin proces se propagă şi informaţie utilă*, sistemul teleinformaţional putînd fi eliberat de obligaţia de a o transmite dacă în algoritmul de conducere se ţine seama de acest lucru. De exemplu, într-un sistem energetic, informaţia despre deficitul sau excedentul de putere în ansamblul sistemului se propagă la toate elementele constitutive ale acestuia prin scăderea, respectiv creşterea frecvenţei faţă de cea nominală. Într-o cascadă de hidroelectrocentrale, o comandă de încărcare sau descărcare de putere a cascadei, dată la o extremitate a ei, se poate propaga la toate centralele prin golirea, respectiv umplerea succesivă a lacurilor de acumulare intermediare

(Utilizarea fenomenelor arătate nu reprezintă obligatoriu soluţii optime).

f) În general, în condiţiile existenţei unor *stocări tehnologice intermediare în proces*, fluxul informaţional este mai redus decît în absenţa unor astfel de stocări. În adevăr, funcţionarea unor conducte de fluide necompresibile „din pompă în pompă", fără rezervoare intermediare, sau circulaţia de trenuri fără opriri în gări, pun condiţii mai severe de intercorelare a funcţionării elementelor constitutive ale procesului şi necesită de aceea fluxuri informaţionale superioare.

Caracteristicile enumerate sînt în principal proprii bazei procesului tehnologic. Următoarele ţin de suprastructura informaţională.

g) *Nivelul de complexitate de conducere* directă a procesului poate determina variaţii cu cîteva ordine de mărime ale intensităţii fluxului informaţional, de la simpla supraveghere de avarie la conducerea optimală directă prin calculator.

h) *Ierarhizarea prelucrării informaţiei*: descentralizarea prelucrării (respectiv descentralizarea conducerii) are ca rezultat reducerea fluxului informaţional. Aspectul comun al descentralizării îl constituie dezvoltarea automatizării locale.

Se poate considera prelucrarea, la nivelul fiecărei zone a procesului tehnologic, a informaţiei necesare şi suficiente pentru conducerea cvasiautonomă a zonei respective, cu transmiterea la nivelul ierarhic superior a unor parametri sintetici, rezultat al prelucrării. Aceşti parametri conţin informaţia necesară corelării zonelor în cadrul unor zone de anvergură superioară, şi aşa mai departe pînă la nivelul întregului proces.

Reducerea fluxului informaţional prin descentralizarea prelucrării este o chestiune de optimizare economică (ieftinirea mijloacelor necesare pentru prelucrare contribuie la descentralizare). Această reducere are limite impuse de necesitatea corelării unor parametri dispanţaţi teritorial, care necesită deci transmitere de informaţie.

S-au arătat influenţe ale caracteristicilor procesului asupra fluxului informaţional. Aceste influenţe nu sînt unidirecţionale. Se poate da exemplul stocărilor tehnologice intermediare; realizarea unui flux informaţional suficient poate permite renunţarea la stocări tehnologice, altminteri necesare, sau reducerea capacităţii lor.

Autonomia parţială relativă a fluxului informaţional

Trecerea de la caracteristicile procesului la cele ale fluxului informaţional nu este univocă şi, în orice caz, nu este directă: suprastructura informaţională nu repetă, nu copiază baza procesului.

În adevăr, desfăşurarea neperturbată şi nemodificată a procesului (putînd comporta fluxuri materiale considerabile) necesită flux informaţional redus, în special în procesele continue; deci structura fluxului informaţional urmăreşte în acest caz în special structura surselor de perturbaţii (variaţii) posibile şi a punctelor de intervenţie pentru dirijarea procesului.

Structura fluxului informaţional este de tip centralizat (spre deosebire, în cazul general, de structura fluxului material).

O structură dată de canale poate deservi în comun mai multe procese, tehnologice şi netehnologice. Structura fluxului informaţional, legată de structura canalelor necesare, are legi proprii de optimizare, care în cazul general sînt diferite de legile de optimizare a structurii reţelelor tehnologice.

Legat de aceasta, la o structură dată a fluxului material, structura fluxului informaţional depinde de nivelul, performanţele şi economicitatea mijloacelor necesare pentru transmisia şi prelucrarea informaţiei.

Concluzii

Fluxul informaţional se constituie sub influenţa complexă a unei mari diversităţi de factori, rezultaţi din caracteristici ale fluxului material în proces, ale algoritmului funcţional, ale algoritmului de conducere a procesului. Influenţa menţionată nu este exclusiv unidirecţională şi nici univocă.

Considerarea multilaterală a relaţiei proces-flux informaţional este necesară pentru dimensionarea judicioasă a sistemelor teleinformaţionale.

ANEXĂ

Fie N numărul de elemente funcţionale constitutive ale unui proces tehnologic idealizat, fiecare dintre acestea putînd avea S stări şi fiind intercondiţionat informaţional cu stările altor KN elemente din proces, $0 < K \leqslant 1 - \frac{1}{N}$.

Starea fiecărui element poate fi caracterizată prin $\log_2 S$ biţi, care trebuie să poată fi transmişi la fiecare dintre elementele KN cu care este intercondiţionat; tot atîţia biţi trebuie să poată fi recepţionaţi de la fiecare dintre aceste elemente.

Fluxul informaţional maxim care ar putea apărea în proces în aceste condiţii ar fi:

$$F_{max} = 2\ KN^2 \log_2 S. \qquad (1)$$

Prin raţionalizarea sa în cadrul sistemului teleinformaţional, recurgînd la interconectarea posturilor prin intermediul dispeceratului (pe distanţe mai mari), fluxul poate fi redus la valoarea:

$$F = 2\ N \log_2 S, \qquad (2)$$

corespunzător entropiei ansamblului procesului:

$$H = N \log_2 S \qquad (3)$$

(stările se presupun echiprobabile şi independente).

Considerînd o amplasare uniformă în suprafaţă a elementelor în jurul dispeceratului, dacă creşterea numărului de elemente se face pe seama creşterii densităţii (aria rămîne limitată), cuplul total de informaţie M:

$$M = \sum_i F_i \cdot L_i \qquad (4)$$

(unde L_i este distanţa dintre elementul i şi dispecerat, iar F_i — fluxul informaţional aferent elementului i) va fi:

$$M = 2 \frac{1}{2} RN \log_2 S = R \cdot N \cdot \log_2 S, \qquad (5)$$

unde R este raza suprafeţei ocupate de proces. Dacă însă creşterea numărului de elemente se face la densitate superficială constantă,

$$R = K_1 N \qquad (6$$

şi

$$M = K_1 N^2 \log_2 S. \qquad (7$$

Rezultă influenţa importantă a numărului de elemente ale procesului asupra mărimii fluxului informaţional.

Ing. V. CĂTĂNESCU

Sinteza numărătoarelor folosind bistabili de tipul JK cu declanşare prin front

Lucrarea prezintă o metodă comodă de sinteză a circuitelor de numărare atunci cînd este dat codul şi avînd în vedere proprietăţile bistabililor de tip JK.

Spre deosebire de metoda de sinteză expusă în [1], care se ocupă numai de circuitele de numărare sincrone, metoda de sinteză care urmează este generală, permiţînd atît aflarea soluţiilor sincrone cît şi a celor asincrone, soluţia sincronă fiind după cum se va vedea un caz particular de sinteză.

Introducere asupra bistabilului JK

Bistabilii de tip JK, des folosiţi în numărătoare şi registre de deplasare, au avantajul lipsei de incertitudine în funcţionarea lor [2].

Sub formă logică, bistabilul JK este reprezentat în figura 1.

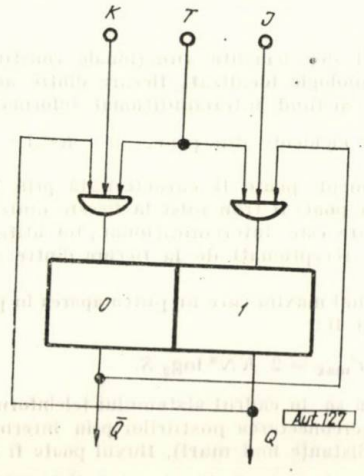


Fig. 1

Bistabilul poate fi acţionat la aplicarea impulsurilor de ceas (tact) pe intrarea T, acţionarea realizîndu-se de către unul dintre fronturile impulsului. În funcţie de nivelul semnalelor prezente pe intrările J şi K, bistabilul poate fi basculat sau nu.

Desigur întîrzierile necesare funcţionării corecte sînt considerate ca fiind încorporate în circuit [1], [3].

Deşi complexitatea bistabilului este ridicată prin folosirea circuitelor integrate acest lucru nu constituie un dezavantaj.

Modul de lucru al bistabilului JK se poate deduce analizînd tabela de funcţionare. Considerînd bistabilul în starea Q_{n-1} după $n-1$ impulsuri, la impulsul al n-lea, starea va fi Q

Tabela 1

Tabela de funcţionare pentru bistabilul JK

Intrări			Ieşire
T	J	K	Qn
0	X	X	$Qn-1$
1^t	0	1	0
1^t	1	0	1
1^t	1	1	$\overline{Qn-1}$
1^t	0	0	$Qn-1$

X reprezintă starea indiferentă; 1^t — tranziţia cu al cărei front se provoacă acţionarea (nivelul 1 dinamic).

Din tabela 1 se pot deduce condiţiile minime necesare pentru a bascula bistabilul sau pentru a-l menţine într-o anumită stare.

Sinteza numărătoarelor cînd este dat codul

Sinteza se face pe baza tabelei 2, fiind valabilă atît pentru numărarea directă (crescătoare) cît şi pentru cea inversă (descrescătoare).

Sinteza urmăreşte obţinerea soluţiilor cu un număr minim de circuite.

În prima etapă se sintetizează circuitul care va da secvenţa pentru acţionarea intrării de ceas (tact) T.

Tabela 2

Condiţiile de intrare pentru bistabilul JK

Tranziţia dorită	J	K	T
De la 0 → 1	1	X	1^t
De la 1 → 0	X	1	1^t
De la 0 → 0	0	X	X
	X	X	0
De la 1 → 1	X	0	X
	X	X	0

Tabela 3

Tabela de funcţionare (cod BCD 1242)

Ponderea	A 1	B 2	C 4	D 2
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	1	0	1
5	1	1	0	1
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1

Tabela 4

Diagrama Karnaugh (cod BCD 1242)

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	2	3	1
01	X	4	5	X
11	6	8	9	7
10	X	X	X	X

Secvenţele capabile să acţioneze bistabilul pe intrarea T trebuie să îndeplinească anumite condiţii, care stabilesc de altfel criteriile pentru ca o secvenţă să poată acţiona bistabilul pe intrarea T. Aceste condiţii rezultă din funcţionarea însăşi a bistabilului JK; reiese că:

— pentru toate tranziţiile de la 0→1 sau 1→0, bistabilul va trebui să fie acţionat de semnale 1^t pe intrarea T;

— în vederea obţinerii unor circuite cît mai simple pentru intrările J şi K, în cazul tranziţiilor 0→0 şi 1→1, secvenţa aplicată intrării T va trebui să prezinte cît mai puţine tranziţii de tipul 1^t pentru care J şi respectiv K vor trebui să fie 0; în particular, în cazul în care secvenţa aplicată intrării T prezintă tranziţii 1^t numai pentru tranziţiile bistabilului de la 0→1 şi 1→0, iar pentru toate tranziţiile acestuia de tipul 0→0 şi 1→1 $T = 0$, atunci se pot lua $J = 1$ şi $K = 1$.

Soluţiile asincrone sînt în general mai economice în ceea ce priveşte numărul elementelor componente. În unele cazuri, cînd minimizarea circuitelor pentru intrarea T a unui sau a mai multor bistabili din decada de numărare se reduce la soluţia $T = 1^t$, acel sau acei bistabili va (vor) funcţiona sincron. Se poate întîmpla astfel ca unul sau mai mulţi bistabili să funcţioneze sincron, ceilalţi avînd o funcţionare asincronă. Cînd toţi patru bistabilii funcţionează sincron, întreaga decadă este sincronă.

Exemplu de sinteză

Ca exemplu se va studia decada funcţionînd în codul *BCD* 1242.

Aceste combinaţii de cod pot fi plasate în diagrama Karnaugh, aşa cum se arată în tabela 4.

Se consideră bistabilul JK ca fiind acţionat pe intrarea T de către frontul de cădere, (dică 1^t se obţine prin tranziţia de la 1→0 logică pozitivă).

Sinteza circuitului de numărare crescătoare directă). Se desenează diagramele de minimizare pentru fiecare bistabil pentru intrările $T.J.K$. Se minimizează întîi diagrama pentru intrarea T.

Se consideră tranziţiile 0→1→2...→9→0, numărarea făcîndu-se crescător.

Pentru alcătuirea diagramelor de minimizare se foloseşte tabela 2.

Pentru bistabilul A

CD \ AB	00	01	11	10
00	1^t	1^t	1^t	1^t
01	X	1^t	1^t	X
11	1^t	1^t	1^t	1^t
10	X	X	X	X

A_T

1	1	X	X
X	1	X	X
1	1	X	X
X	X	X	X

A_J

X	X	1	1
X	X	1	X
X	X	1	1
X	X	X	X

A_K

A_T^s, A_J^s, A_K^s, sînt expresiile pentru funcţionarea sincronă; A_T^a, A_J^a, A_K^a, —expresiile pentru funcţionarea asincronă.

$$A_T^s = 1^t \quad A_J^s = 1 \quad A_K^s = 1$$

$$A_T^a = 1^t \quad A_J^a = 1 \quad A_K^a = 1$$

Primul bistabil funcţionează întotdeauna sincron.

Pentru bistabilul B

CD \ AB	00	01	11	10
00	$0\ X$	$0\ X$	$0\ X$	1^t
01	X	$0\ X$	1^t	X
11	$0\ X$	$0\ X$	1^t	1^t
10	X	X	X	X

B_T

$X\ 0$	X	X	1
X	X	X	X
$X\ 0$	X	X	1
X	X	X	X

B_J

X	$X\ 0$	$X\ 0$	X
X	$X\ 0$	1	X
X	$X\ 0$	1	X
X	X	X	X

B_K

Indicii din stînga sus ai unui pătrăţel se referă la funcţionarea asincronă cînd impulsul de tact are valoarea 0 pentru unele tranziţii, iar cei din dreapta jos se referă la funcţionarea sincronă.

$$B_T^s = 1^t \qquad B_J^s = A \qquad B_K^s = AD$$

$$B_T^a = A$$

Generatorul de ceas (tact) pentru bistabilul B este bistabilul A.

În acest caz, diagramele pentru B_J şi B_K devin :

X	X	X	1
X	X	X	X
X	X	X	1
X	X	X	X

B_J

X	X	0	X
X	X	1	X
X	X	1	X
X	X	X	X

B_K

$$B_T^a = A \qquad B_J^a = 1 \qquad B_K^a = D$$

Pentru bistabilul C

CD \ AB	00	01	11	10
00	$0\ X$	$0\ X$	$0\ X$	$0\ X$
01	X	$0\ X$	1^t	X
11	$0\ X$	$0\ X$	1^t	$0\ X$
10	X	X	X	X

C_T

$X\ 0$	$X\ 0$	$X\ 0$	$X\ 0$
X	$X\ 0$	1	X
X	X	X	X
X	X	X	X

C_J

X	X	X	X
X	X	X	X
$X\ 0$	$X\ 0$	1	$X\ 0$
X	X	X	X

C_K

$$C_T^s = 1^t \qquad C_J^s = AD \qquad C_K^s = AB$$

Pentru a determina pe C_T^a se ţine seamă de observaţiile făcute mai înainte.

C_T^a ar putea fi egal cu A, B sau D.

Nu putem avea $C_T^a = D$, deoarece pentru tranziţia de la 5→6 a bistabilului C, D nu ar furniza impuls de tact 1^t.

În schimb, bistabilul C poate bascula de la 5→6 şi de la 9→0 (10) avînd ca generator de tact pe A sau B. Soluţia $C_T^a = B$ va da un circuit mai simplu, secvenţa de tact aplicată pe intrarea T avînd tranziţiile 1^t în număr mai redus, şi anume pe cele strict necesare tranziţiilor 5→6 şi 9→0 (10).

Diagramele pentru C_J şi C_K devin :

X	X	X	X
X	X	1	X
X	X	X	X
X	X	X	X

C_J

X	X	X	X
X	X	X	X
X	X	1	X
X	X	X	X

C_K

$$C_T^a = B \qquad C_K^a = 1 \qquad C_J^a = 1$$

Dacă s-ar fi luat $C_T^a = A$, atunci se găsesc $C_J^a = D$, $C_K^a = C$, soluţie care prezintă un circuit ceva mai complex decît cea cu $C_T^a = B$.

Pentru bistabilul D

CD \ AB	00	01	11	10
00	0_X	0_X	1^t	0_X
01	X	0_X	0_X	X
11	0_X	0_X	1^t	0_X
10	X	X	X	X

D_T

X_0	X_0	1	X_0
X	X	X	X
X	X	X	X
X	X	X	X

D_J

X	X	X	X
X	X_0	X_0	X
X_0	X_0	1	X_0
X	X	X	X

D_K

$D_T^s = 1^t \quad D_J^s = AB \quad D_K^s = ABC$

$D_T^s = A$

Nu se poate lua D_T^s egal cu B.

Diagramele pentru D_J şi D_K devin:

X	X	1	0
X	X	X	X
X	X	X	X
X	X	X	X

D_J

X	X	X	X
X	X	0	X
X	X	1	0
X	X	X	X

D_K

Prin minimizare:

$D_T^s = A \qquad D_J^s = B \qquad D_K^s = BC$

Schemele logice pentru numărarea crescătoare directă) vor fi decada 1242 sincronă (fig. 2) i decada 1242 asincronă (fig. 3).

Sinteza circuitului de numărare descrescătoare inversă). Se procedează la fel ca şi la sinteza chemelor de numărare crescătoare, însă se onsideră tranziţiile 9→8→...0→9. Schemele

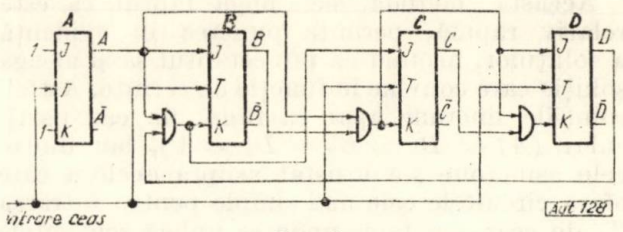


Fig. 2

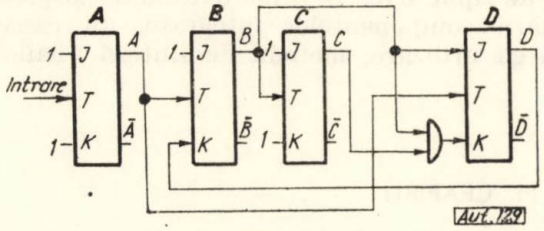


Fig. 3

logice care se obţin sînt cele din figura 4 (decada 1242 sincronă) şi figura 5 (decada 1242 asincronă).

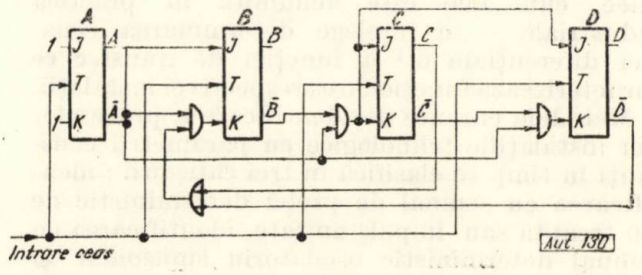


Fig. 4

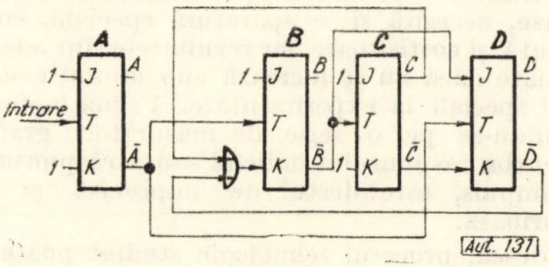


Fig. 5

Concluzii

Metoda de sinteză expusă nu se limitează numai la sinteza circuitelor de numărare care folosesc bistabili de tipul *JK* cu acţionare prin front. A fost studiat cazul decadelor de numărare ca fiind mai des întîlnit. Urmînd acelaşi procedeu, dîndu-se tabela de funcţionare, se pot determina schemele logice pentru alte circuite cum ar fi: registre de deplasare, generatoare de secvenţe etc.

Această metodă, pe lîngă faptul că este relativ rapidă, permite punerea în evidenţă a soluţiilor, urmînd ca proiectantul să-şi aleagă soluţia care convine în funcţie de cerinţe. Astfel, soluţiile sincrone apar ca fiind un caz particular ($A_T^s = B_T^s = C_T^s = D_T^s = 1^s$), iar dintre cele asincrone s-a insistat asupra acelora care oferă circuitele cele mai simple pentru intrarea T, de ceas sau tact, unde se aplică secvenţele care determină acţionarea bistabilului.

Avîndu-se în vedere faptul că circuitele bistabile de tipul JK, în urma extinderii şi perfecţionării componentelor integrate, au căpătat o largă utilizare, metoda de sinteză analizată poate fi utilă pentru realizarea aparaturii digitale, de prelucrare a datelor, de tehnică nucleară etc., în vederea obţinerii circuitelor optime pentru funcţionarea dorită, ţinînd seamă atît de performanţele impuse cît şi de numărul elementelor folosite.

BIBLIOGRAFIE

[1] Dean, K. J. *Design of bidirectional coherent counters* În: Proceedings IEE, vol. **113**, nr. 11, 1966, p. 1 751.
[2] Phister Montgomery Jr. *Logical design of digital computers.* New York, Wiley, 1958.
[3] Lyon-Caen, R. *Circuits logiques intégrés.* Paris Masson, 1968.

Ing. M. CEAPÎRU

O metodă de identificare a proceselor de ordinul doi pentru instalaţii automatizate invariante în timp

Prin identificarea unui proces dintr-o instalaţie — sau determinarea caracteristicii dinamice, cum mai este denumită în practica industrială — se înţelege determinarea ecuaţiei diferenţiale ori a funcţiei de transfer ce caracterizează funcţionarea respectivei instalaţii.

Metodele curente de identificare a proceselor din instalaţiile tehnologice cu parametrii constanţi în timp se clasifică în trei categorii : identificarea cu semnal de probă deterministic de tip treaptă sau impuls unitate, identificarea cu semnal deterministic oscilatoriu sinusoidal şi identificarea folosind înseşi perturbaţiile aleatorii staţionare care apar la intrarea în proces.

Ultimele două metode, pe lîngă că sînt laborioase, necesită şi o aparatură specială, complicată şi costisitoare, iar rezultatele sînt adesea eronate dacă nu se lucrează sub anumite condiţii speciale la experimentare. Prima metodă, bazîndu-se pe o serie de măsurători grafice pe curba răspunsului indicial sau a răspunsului la impuls, este destul de imprecisă şi tot laborioasă.

Adesea, procesul tehnologic studiat poate fi destul de bine aproximat printr-un proces de ordinul doi. În aceste condiţii, metoda inspectării răspunsului indicial devine ceva mai puţin laborioasă, dar continuă să rămînă imprecisă, prin însăşi natura ei de metodă grafo-analitică. Menţionez aici cîteva din principalele căi de identificare aparţinînd acestei metode :

— integrarea grafică a unor funcţii de eroare (aşa-numita metodă a „suprafeţelor") care furnizează valorile coeficienţilor numitorului funcţiei de transfer a instalaţiei [1]; este aplicabilă indiferent de forma periodică sau aperiodică a răspunsului indicial;

— pentru răspuns indicial periodic, se măsoară pe curba înregistrată valoarea supra reglajului, din care rezultă factorul de amortizare ζ; apoi, măsurînd durata perioadei oscilaţiilor, se află valoarea pulsaţiei ω şi, cu valoarea obţinută pentru ζ, se calculează valoarea pulsaţiei naturale ω_n [2];

— în cazul răspunsului indicial aperiodic, valorile constantelor de timp se obţin prin relaţii simple, pe baza valorilor coordonatelor punctului de inflexiune, măsurate pe curba înregistrată [3], [4].

În continuare se propune o metodă de identificare cu semnal deterministic de tip treaptă unitate, care, în scopul evitării unor calcule laborioase şi a unei imprecizii cauzate de măsurătorile grafice, realizează — într-o schemă analogică simplă — integrarea erorii în scopul determinării valorilor parametrilor funcţiei de transfer.

1. Principiul metodei

Funcţia de transfer a unui element proporţional cu întîrziere de ordinul doi, avînd factorul de amplificare în regim staţionar $K = 1$, este :

$$G(s) = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \qquad (1$$

care, în cazul unui răspuns indicial periodic se scrie :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{w_n} s + 1}, \qquad (2$$

unînd în evidenţă factorul de amortizare ζ i pulsaţia naturală ω_n, prin relaţiile :

$$\begin{cases} a_2 = \dfrac{1}{\omega_n^2} \\ a_1 = \dfrac{2\zeta}{\omega_n} \end{cases} \tag{3}$$

le unde :

$$\begin{cases} \omega_n = \dfrac{1}{\sqrt{a_2}} \\ \zeta = \dfrac{a_1}{2\sqrt{a_2}}, \end{cases} \tag{4}$$

ar în cazul unui răspuns indicial aperiodic :

$$G(s) = \frac{1}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} \tag{5}$$

are pune în evidenţă două constante de timp, rin relaţiile :

$$\begin{cases} a_2 = T_1 T_2 \\ a_1 = T_1 + T_2 \end{cases} \tag{6}$$

e unde :

$$T_{1.2} = \frac{a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4 a_2}}{2} \tag{7}$$

a condiţia :

$$\sqrt{a_2} \leqslant \frac{a_1}{a_2}; \tag{8}$$

Răspunsul indicial în cazul general legat de expresia (1) a funcţiei de transfer este dat, notînd cu p_1 şi p_2 polii lui $G(s)$, de :

$$x_e(t) = 1 - \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2}\left(-\frac{1}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{1}{p_2} e^{p_2 t}\right). \tag{10}$$

Eroarea, definită ca :

$$\varepsilon(t) \triangleq x_i(t) - x_e(t), \tag{11}$$

va fi, ţinînd cont de (10) :

$$\varepsilon(t) = \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2}\left(-\frac{1}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{1}{p_2} e^{p_2 t}\right). \tag{12}$$

Integrînd relaţia (12), se obţine :

$$\varepsilon^{(-1)}(t) \triangleq \int \varepsilon(t)\,dt = -\frac{1}{p_1} - \frac{1}{p_2} + \frac{p_1 p_2}{p_1 - p_2}\left(-\frac{1}{p_1^2} e^{p_1 t} + \frac{1}{p_2^2} e^{p_2 t}\right). \tag{13}$$

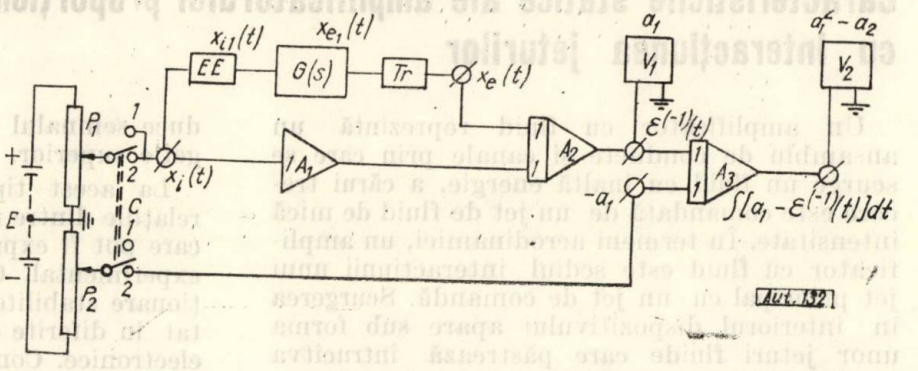
Dacă integrarea se efectuează între limitele 0 şi ∞, vom căpăta :

$$\int_0^\infty \varepsilon(t)\,dt = -\frac{1}{p_1} - \frac{1}{p_2} = a_1. \tag{14}$$

Procedînd la o a doua integrare între limitele 0 şi ∞ pentru $a_1 - \varepsilon^{(-1)}(t)$, se obţine :

$$\int_0^\infty [a_1 - \varepsilon^{(-1)}(t)]\,dt = \frac{1}{p_1^2} + \frac{1}{p_1 p_2} + \frac{1}{p_2^2} = a_1^2 - a_2. \tag{15}$$

Relaţiile (14) şi (15) conduc la următoarea schemă de realizare a identificării (fig. 1). Manevrarea ei are loc în următoarea succesiune.



g. 1. Schema instalaţiei de determinare a constantelor ecuaţiei pentru procese de ordinul doi :
- sursă de tensiune continuă; P_1 – potenmetru pentru fixarea valorii treptei de variaţie ărimii de intrare; P_2 – potenţiometru pentru area valorii lui a_1; EE – element de execucu caracteristică de tip releu care transformă nalul de intrare electric şi de nivel energeredus într-un semnal de intrare cu nivel enerc ridicat şi de natură fizică corespunzătoare tru a interveni în instalaţia tehnologică; – traductor al mărimii de ieşire a instalaţiei nologice în semnal electric; A_1 – amplifior operaţional în regim de inversor; A_2, – amplificatoare operaţionale în regim de sumator-integrator; V_1, V_2 – voltmetre.

cazul limită $\sqrt{a_2} = \dfrac{a_1}{2}$, avem $T_1 = T_2 = \dfrac{a_1}{2}$

funcţia de transfer capătă o formă Strejc ordinul doi [5] :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \dfrac{a_1}{2} s\right)^2}. \tag{9}$$

Se închide comutatorul C pe poziţia *1*, aplicîndu-se astfel mărimea de intrare x_i. După un timp vom constata că indicaţia voltmetrului V_1 se stabilizează la o valoare : aceasta reprezintă a_1. Deschidem comutatorul C.

Fixăm la potenţiometrul P_2 tensiunea $(-a_1)$. Închidem comutatorul C pe poziţia *2*. Indicaţia voltmetrului V_2 reprezintă, atunci cînd se stabilizează la o valoare, diferenţa $a_1^2 - a_2$.

Cunoscîndu-se a_1 şi $a_1^2 - a_2$, rezolvarea sistemului de ecuaţii:

$$\begin{cases} a_1 = \dfrac{2\zeta}{\omega_n} \\ a_1^2 - a_2 = \dfrac{4\zeta^2 - 1}{\omega_n^2}, \end{cases} \tag{16}$$

care rezultă din (3), furnizează valorile ζ şi ω_n pentru scrierea funcţiei de transfer sub forma (2). Iar rezolvarea sistemului:

$$\begin{cases} T_1 + T_2 = a_1 \\ T_1^2 + T_1 T_2 + T_2^2 = a_1^2 - a_2 \end{cases} \tag{17}$$

furnizează valorile celor două constante de timp pentru forma (5) a funcţiei de transfer.

Menţionăm că deoarece cele două integrale (14) şi (15) sînt rapid convergente, timpii reali în care se ating valorile a_1 şi $a_1^2 - a_2$ nu sînt prea mari pentru indicaţiile celor două voltmetre, chiar pentru precizii mai pretenţioase.

Cît priveşte cazul regimului aperiodic critic, cînd T_1 şi T_2 au valori sensibile apropiate, această metodă dă încă rezultate bune *; folosind expresia (9), se constată că determinarea doar a valorii a_1 este suficientă. Această situaţie se poate depista prin inspectarea sumară a curbei răspunsului $x_e(t)$: ordonata punctului de inflexiune are o valoare apropiată de 0,264 (care este valoarea sa maximă posibilă [3]). În caz că nu se procedează la înregistrare sau măcar vizualizarea răspunsului indicial constatarea apropierii valorilor celor două constante de timp se face prin compararea indicaţiilor celor două voltmetre; într-adevăr, conform (7), $T_1 \cong T_2$ înseamnă $a_1^2 \cong 4a_2$ şi, deci, indicaţia voltmetrului V_2 va fi:

$$a_1^2 = a_2 \cong a_1^2 - \frac{a_1^2}{4} = \frac{3}{4} a_1^2. \tag{18}$$

2. Concluzii

Metoda propusă permite o identificare cu bună precizie, fiind simplă şi comod de executat, iar aparatura necesară nu ridică dificultăţi; se elimină chiar necesitatea unui înregistrator automat de precizie.

* Spre diferenţă de cea propusă în [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] Simoiu, M. P. *Opredelenie koeffitientov peredaci cinth funkfii linearizovannih zvenev i sistem avtoreguliravaniia.* În: Avtomatika i telemehanika, n. 6, 195

[2] Truxal, J. G. *Automatic feedback control system synthesis.* New York, McGraw-Hill, 1955.

[3] Naslin, P. *Technologie et calcul pratique des systèmes asservis.* Paris, Dunod, 1968.

[4] Papadache, I. *Metodă pentru determinarea practică a parametrilor optimi ai unui regulator PID.* În Automatica şi Electronica, nr. 3, 1964.

[5] Loeb, J. *Identification expérimentale des process industriels.* Paris, Dunod, 1967.

Ing. P. V. MARINESCU

Caracteristicile statice ale amplificatorului proporţional cu interacţiunea jeturilor

Un amplificator cu fluid reprezintă un ansamblu de conducte şi canale prin care se scurge un fluid cu înaltă energie, a cărui trecere este comandată de un jet de fluid de mică intensitate. În termeni aerodinamici, un amplificator cu fluid este sediul interacţiunii unui jet principal cu un jet de comandă. Scurgerea în interiorul dispozitivului apare sub forma unor jeturi fluide care păstrează întrucîtva proprietăţile jeturilor libere.

Un amplificator cu fluid are cel puţin două intrări şi o ieşire. O intrare introduce fluidul de lucru, denumit jet principal sau de alimentare, iar cealaltă intrare introduce jetul de comandă. Sub acţiunea unei mărimi variabile de intrare, amplificatorul furnizează o mărime de ieşire, funcţie de mărimea de la intrare. Mărimile de intrare şi de ieşire sînt denumite în sensul cel mai larg semnale. Semnalul de la ieşire reproduce semnalul de la intrare la un nivel energetic superior.

La acest tip de amplificator interesează relaţiile dintre mărimile de intrare şi de ieşire care pot fi exprimate matematic sau obţinute experimental. O dată caracteristicile de funcţionare stabilite, amplificatorul poate fi conectat în diferite circuite fluidice similare cu cele electronice. Considerînd numai orificiile active şi anume acelea de partea cărora este aplicat jetul de comandă, se poate face o analogie între amplificatorul cu fluid şi cel cu transistoare, considerînd într-o primă aproximaţie echivalenţa dintre debit şi curent, respectiv presiune şi tensiune. În acest caz, amplificatorul poate fi reprezentat printr-un cuadripol (fig. 1) la intrarea căruia se aplică presiunea p_1 şi debitul Q_1, rezultînd la ieşire presiunea p_2 şi debitul Q_2.

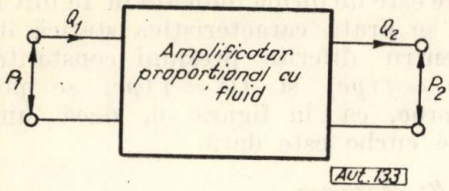


Fig. 1

Dacă se aleg ca variabile independente debitele Q_1 şi Q_2, atunci cele două relaţii care leagă mărimile fizice ce caracterizează funcţionarea amplificatorului cu fluid sînt:

$$p_1 = Z_{11} Q_1 + Z_{12} Q_2;$$
$$p_2 = Z_{21} Q_1 + Z_{22} Q_2.$$

Parametrii Z cu diferiţi indici sînt dimensional de forma $F.T/L^5$ şi pot fi obţinuţi experimental într-un domeniu de liniaritate. Mărimile F, T, L reprezintă unităţi de forţă, timp şi lungime într-unul din sistemele de măsură. Coeficienţii Z se deduc din relaţiile:

$$Z_{11} = \left(\frac{p_1}{Q_1}\right)_{Q_2=0}; \qquad Z_{21} = \left(\frac{p_2}{Q_1}\right)_{Q_2=0};$$
$$Z_{12} = \left(\frac{p_1}{Q_2}\right)_{Q_1=0}; \qquad Z_{22} = \left(\frac{p_2}{Q_2}\right)_{Q_1=0}.$$

Dacă se vor considera drept variabile independente mărimile p_1 şi p_2, atunci cele două relaţii de legătură între mărimile fizice ale cuadripolului sînt de forma:

$$Q_1 = y_{11} p_1 + y_{12} p_2;$$
$$Q_2 = y_{21} p_1 + y_{22} p_2,$$

în care parametrii variabili sînt dimensional egali cu $L^5/F.T$ şi se obţin din relaţiile:

$$y_{11} = \left(\frac{Q_1}{p_1}\right)_{p_2=0}; \qquad y_{21} = \left(\frac{Q_2}{p_1}\right)_{p_2=0};$$
$$y_{12} = \left(\frac{Q_1}{p_2}\right)_{p_1=0}; \qquad y_{22} = \left(\frac{Q_2}{p_2}\right)_{p_1=0}.$$

Pentru anumite aplicaţii practice se pot alege ca variabile independente debitul de la intrare Q_1 şi presiunea p_2 de la ieşire. În acest caz, relaţiile dintre mărimile fizice menţionate pot fi puse sub forma:

$$p_1 = h_{11} Q_1 + h_{12} p_2;$$
$$Q_2 = h_{21} Q_1 + h_{22} p_2,$$

în care parametrii h au următoarele semnificaţii fizice:

$$h_{11} = \left(\frac{p_1}{Q_1}\right)_{p_2=0}; \qquad h_{21} = \left(\frac{Q_2}{Q_1}\right)_{p_2=0};$$
$$h_{12} = \left(\frac{p_1}{p_2}\right)_{Q_1=0}; \qquad h_{22} = \left(\frac{Q_2}{p_2}\right)_{Q_1=0}.$$

Ca şi în cazul circuitelor electronice, pot fi concepute scheme echivalente ale amplificatoarelor cu fluid, din care se pot stabili legături între parametrii de cuadripol şi parametrii proprii ai amplificatorului.

Configuraţia tipică a unui amplificator proporţional cu interacţiunea jeturilor este schiţată în figura 2.

Scurgerea jetului de alimentare prin cele două orificii de ieşire este controlată de către jeturi laterale de energie joasă aplicate în canale dispuse perpendicular pe direcţia jetului de alimentare. Geometria camerei de interacţiune are un rol important în producerea unor fenomene aerodinamice de interacţiune a jeturilor,

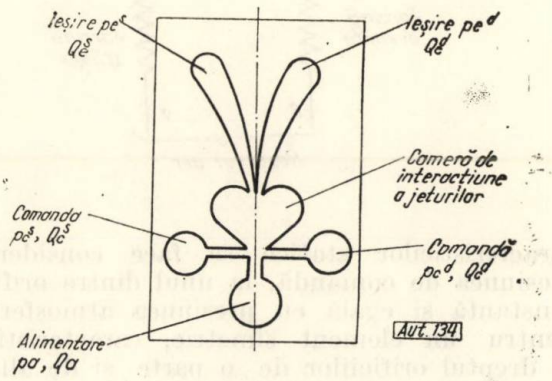


Fig. 2

determinînd în ultimă instanţă performanţele elementului. Jetul obţinut la ieşire urmăreşte variaţiile în timp ale presiunii şi debitului jetului de comandă şi, ca rezultat, se obţine un semnal util de energie înaltă în comparaţie cu energia jetului de comandă.

Dată fiind construcţia lui simetrică, amplificatorul cu fluid poate fi comparat, atunci cînd se aplică semnal pe ambele orificii de comandă, cu un amplificator diferenţial cu tuburi electronice sau cu transistoare, aşa după cum rezultă din figura 3.

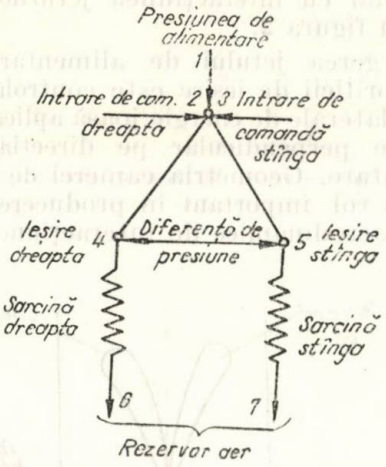
Calităţile amplificatorului cu fluid rezultă parţial din curbele lui caracteristice care îi determină performanţele în diferite condiţii de funcţionare. Mărimile care apar în dreptul orificiilor de intrare şi ieşire sînt debitul Q şi presiunea p.

Caracteristicile statice stabilesc legătura dintre aceste două mărimi în dreptul orificiului de ieşire şi intrare sau între ieşire şi intrare.

Pentru amplificatorul proporţional se determină patru tipuri de caracteristici statice şi anume:

— caracteristica de ieşire $Qe = f(pe)$;
— caracteristica de transfer $Qe = f(pc)$;
— caracteristica de comandă $Qc = f(pc)$;
— caracteristica de alimentare $Qa = f(pa)$.

Primele trei caracteristici sînt deosebit de importante deoarece fixează poziţia punctului de funcţionare în diferite circuite fluidice în care se utilizează alături de amplificatoarele proporţionale bazate pe interacţiunea jeturilor şi alte elemente active sau pasive. Definirea



caracteristicilor statice se face considerînd presiunea de comandă, la unul dintre orificii, constantă şi egală cu presiunea atmosferică. Pentru un element simetric, caracteristicile în dreptul orificiilor de o parte şi de alta a axei de simetrie sînt identice.

Deoarece debitul la ieşire este funcţie de presiunile *pe*, *pc* şi *pa* care pot varia independent între ele, se poate scrie o relaţie de forma :

$$Qe = f\,(pe,\ pc,\ pa).$$

În timpul funcţionării, presiunea de alimentare *pa* este menţinută la un nivel constant cu ajutorul unor regulatoare de presiune indiferent de variaţiile presiunilor *pe* şi *pc*, în care caz se poate considera numai funcţia de formă :

$$Qe = f\,(pe,\ pc).$$

Pentru a distinge contribuţia fiecăreia dintre cele două variabile *pe* şi *pc* se fac determinări experimentale menţinînd una dintre ele constantă, obţinîndu-se :

$$Qe = f\,(pe)_{pc=ct}\,; \qquad Qe = f\,(pc)_{pe=ct}.$$

Prima dintre aceste funcţii reprezintă caracteristica statică de ieşire, iar cea de a doua caracteristica statică de transfer.

Comportarea elementului la diferite condiţii de funcţionare necesită experimentări pentru diferite valori ale parametrului constant. Rezultă astfel familia de caracteristici :

$$Qe = f\,(pe)_{pc_1=ct}\,; \qquad Qe = f\,(pc)_{pe_1=ct}\,;$$

$$Qe = f\,(pe)_{pc_2=ct}\,; \qquad Qe = f\,(pc)_{pe_2=ct}.$$

Rezultatele experimentale au arătat că variaţia debitului cu presiunea în dreptul orificiilor de ieşire este de forma indicată în figura 4. În figura 5 se arată caracteristica statică de transfer pentru diferite presiuni constante. Curbele $Qe = f\,(pe)$ şi $Qe = f\,(pc)$ se pot deduce reciproc, ca în figura 6, dacă una dintre aceste curbe este dată.

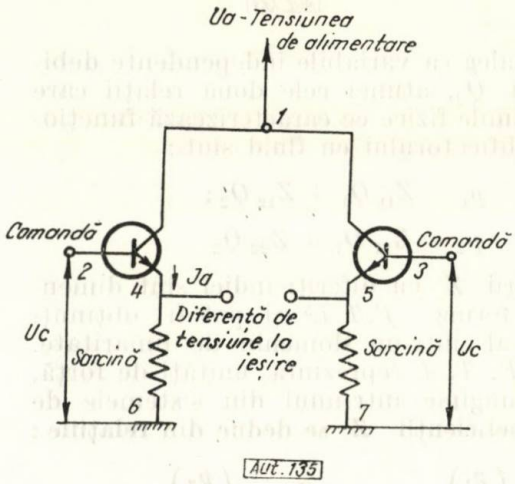


Fig. 3

Elementele de amplificare cu fluid fiind elemente care intră în componenţa unor circuite fluidice, comportarea lor faţă de diferite variaţii ale debitului şi presiunii prezintă un interes deosebit.

Comportarea faţă de variaţiile de debit şi presiune la care este supus elementul poate fi caracterizată prin trei coeficienţi de bază

— factorul de amplificare μ ;
— conductanţa β ;
— transconductanţa α.

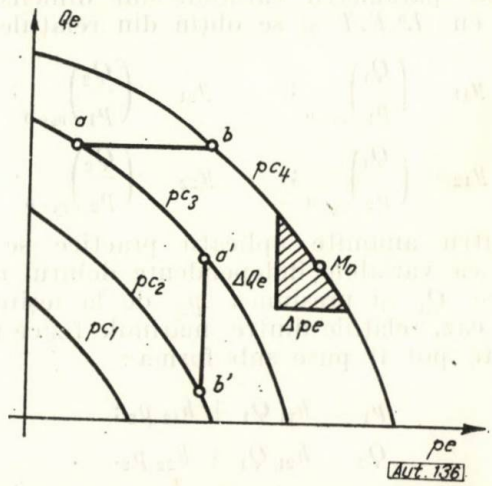


Fig. 4

Factorul de amplificare se referă atît amplificarea în debit cît şi în presiune şi defineşte, în cazul amplificării în presiune prin raportul :

$$\mu = \left(\frac{\Delta\, pe}{\Delta pc}\right)_{Qe=ct},$$

în care pe este presiunea în dreptul uneia dintre ieşiri.

Mărimea factorului de amplificare se poate deduce grafic aşa după cum se arată în figurile 4 şi 5, obţinîndu-se :

$$\mu = \frac{\overline{ab}}{pc_4 - pc_3}; \qquad \mu = \frac{pe_4 - pe_3}{\overline{ab}}.$$

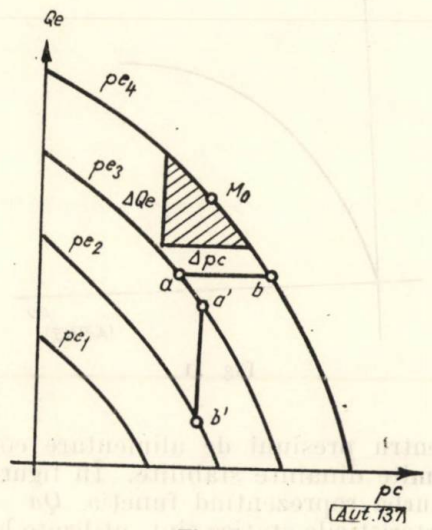


Fig. 5

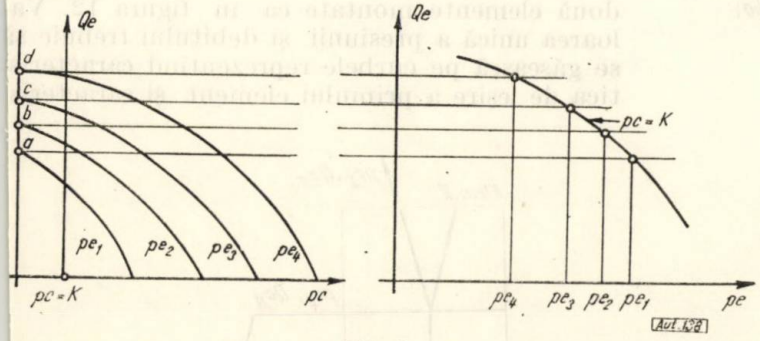


Fig. 6

Eficacitatea jetului de comandă asupra jetului de alimentare se apreciază prin raportul :

$$\alpha = \left(\frac{\Delta Qe}{\Delta pc}\right)_{pe=ct}.$$

Pentru a pune în evidenţă numai variaţia ui Δpc asupra debitului la ieşire, presiunea e se menţine constantă.

În figura 5 se arată modul în care poate fi bţinută transconductanţa din curba $Qe = f(pc)$. Jn rezultat identic se obţine utilizînd aracteristica de ieşire arătată în figura 4. În cest caz, valoarea transconductanţei este :

$$\alpha = \frac{\overline{a'b'}}{pc_2 - pc_3}.$$

Conductanţa se exprimă prin raportul :

$$\beta = \left(\frac{\Delta Qe}{\Delta pe}\right)_{pc=ct}$$

şi arată eficacitatea presiunii la ieşire asupra debitului. Pentru a pune în evidenţă numai contribuţia variaţiei presiunii la ieşire, se menţine constantă presiunea jetului de comandă. La determinarea conductanţei se poate folosi curba $Qe = f(pc)$ arătată în figura 5, obţinîndu-se :

$$\beta = \frac{\overline{a'b'}}{pe_2 - pe_3}.$$

De asemenea se poate utiliza curba $Qe = f(pe)$ pentru variaţii mici ale debitului Qc şi presiunii pe, după cum se poate vedea în figura 4.

Pentru a obţine coeficienţii μ, α, β cu o precizie cît mai mare trebuie ca variaţiile în jurul punctului de funcţionare să fie cît mai mici cu putinţă. În acest sens, definirea celor trei coeficienţi se exprimă mai exact sub formă diferenţială :

$$\mu = \lim_{\Delta pc \to 0}\left(\frac{\Delta pe}{\Delta pc}\right)_{Qe=ct} = \left(\frac{\partial pe}{\partial pc}\right)_{Qe=ct};$$

$$\alpha = \lim_{\Delta pc \to 0}\left(\frac{\Delta Qe}{\Delta pc}\right)_{pe=ct} = -\left(\frac{\partial Qe}{\partial pc}\right)_{pe=ct};$$

$$\beta = \lim_{\Delta pe \to 0}\left(\frac{\Delta Qe}{\Delta pe}\right)_{pc=ct} = -\left(\frac{\partial Qe}{\partial pe}\right)_{pc=ct}.$$

Din cauza neliniarităţii caracteristicilor, valorilor μ, α, β sînt determinate de poziţia punctului M_0 pe curbă. Considerînd variaţia debitului numai în funcţie de presiunea de ieşire şi de comandă, o variaţie în debit infinit de mică are expresia :

$$dQe = \frac{\partial Qe}{\partial pc}\,dpc + \frac{\partial Qe}{\partial pe}\,dpe = -\alpha dpc - \beta dpe.$$

În figurile 7 şi 8 se arată efectul variaţiei presiunii jetului de alimentare şi a ariei la intrarea canalului de ieşire asupra caracteristicii de ieşire şi de transfer. Se observă că modificarea presiunii jetului de alimentare deplasează curbele $Qe = f\ (pe)$ şi $Qe = f\ (pc)$, iar creşterea ariei la intrarea canalului de ieşire modifică panta acestor curbe.

Caracteristica de intrare sau de comandă reprezintă curba $Qc = f(pc)$, (fig. 9). Influenţa presiunii jetului de alimentare asupra caracteristicii de intrare este arătată în figura 10.

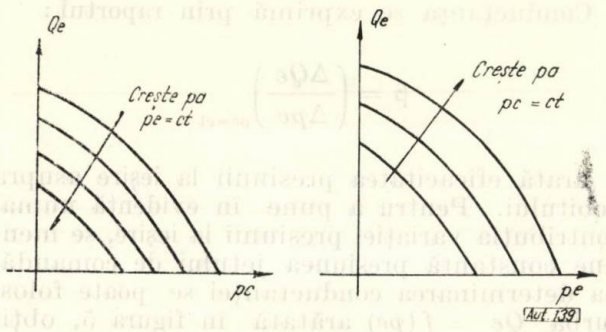


Fig. 7

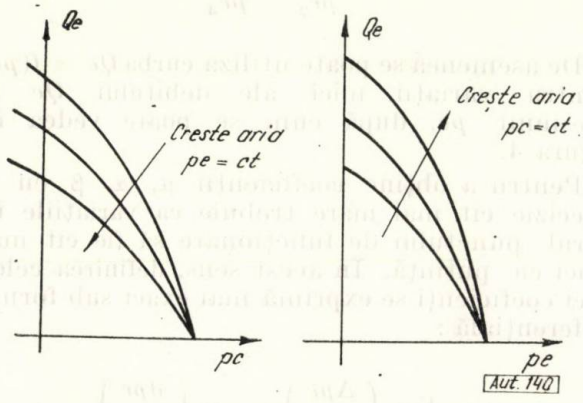


Fig. 8

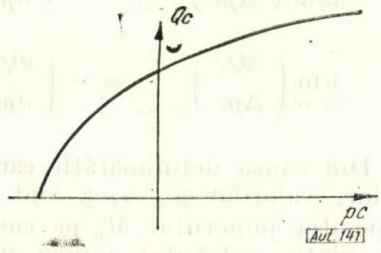


Fig. 9

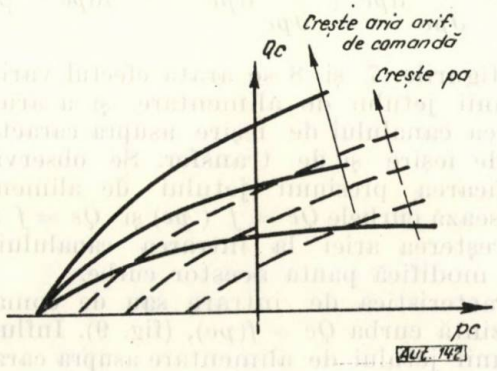


Fig. 10

Ca şi în cazul precedent, se observă deplasarea curbelor prin modificarea presiunii de alimentare şi schimbarea pantei curbelor pentru diferite arii ale orificiului de comandă.

Caracteristica de alimentare stabileşte legătura dintre debit şi presiune la intrarea orificiului de alimentare. Funcţionarea elementului se

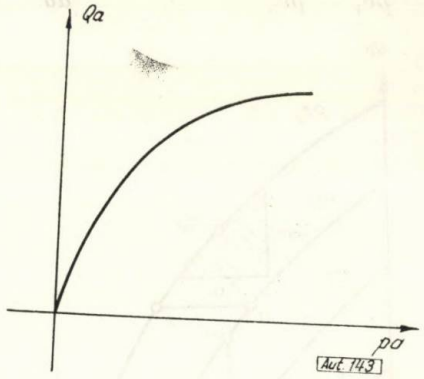


Fig. 11

face pentru presiuni de alimentare constante între limite dinainte stabilite. În figura 11 se arată curba reprezentînd funcţia $Qa = f(pa)$.

Caracteristicile statice sînt utilizate la determinarea punctului static de funcţionare pentru două elemente montate ca în figura 12. Valoarea unică a presiunii şi debitului trebuie să se găsească pe curbele reprezentînd caracteristica de ieşire a primului element şi caracteristica de

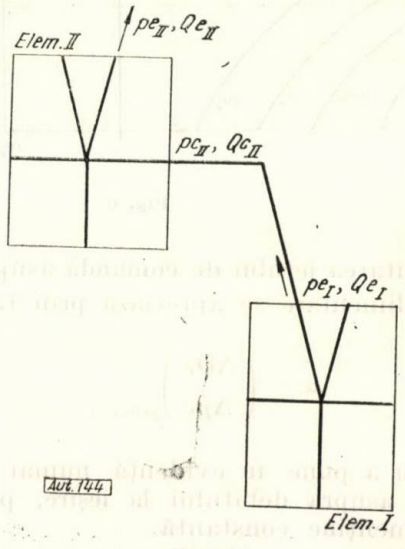


Fig. 12

tica de intrare a celui de al doilea element (fig. 13), în care caz trebuie satisfăcute egalităţile :

$$Qc_{II} = Qe_I;$$

$$pc_{II} = pe_I.$$

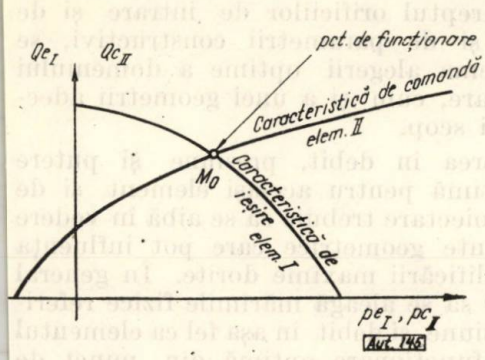


Fig. 13

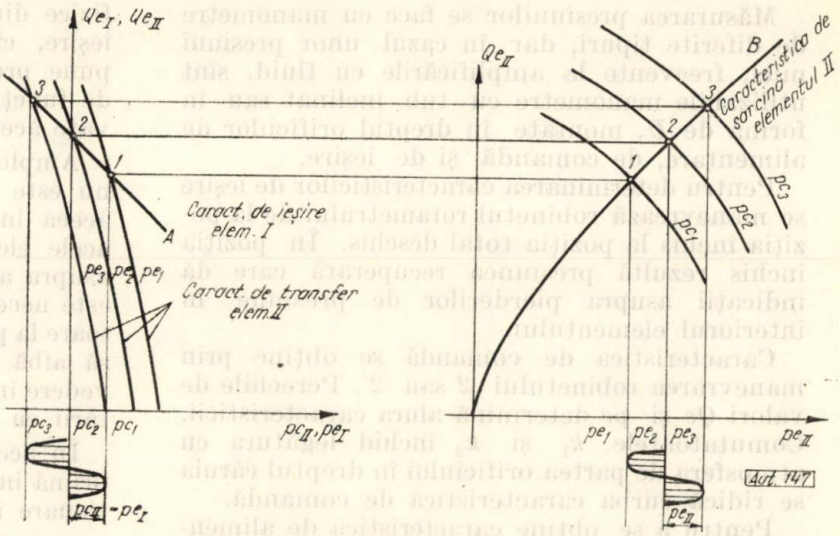


Fig. 15 →

Condiţia esenţială pentru buna funcţionare a celor două elemente este ca ambele să satureze în acelaşi timp. Saturarea începe să se producă atunci cînd o variaţie în presiune la intrare nu mai produce o variaţie corespunzătoare la ieşire (fig. 14). Cînd saturarea se

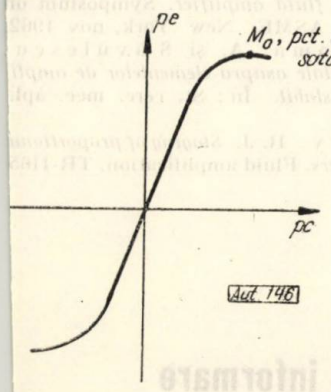


Fig. 14

produce simultan, se asigură amplificarea înregului lanţ de amplificare, obţinîndu-se la eşire un semnal nedistorsionat.

Folosind caracteristicile statice, se poate letermina răspunsul pentru un semnal de intrare inusoidal, ca în figura 15.

Curba A reprezintă caracteristica de ieşire primului element la o anumită scară, iar urba $Qe = f(pc)$ reprezintă caracteristicile tatice de transfer ale celui de al doilea element entru diferite presiuni pe. Semnalul sinusoidal ă ieşirea din primul element se regăseşte mplificat la ieşirea celui de al doilea element rin intersecţia caracteristicii de sarcină B u caracteristicile de ieşire ale celui de al doilea lement, între limite date de variaţia presiunii e comandă $pc_{II} = pe_I$.

Pentru ridicarea caracteristicilor statice ale mplificatorului proporţional cu fluid se poate tiliza o instalaţie de tipul celei schematizate n figura 16. În acest scop este necesară o sursă de alimentare cu aer de presiune joasă bine filtrată, deoarece reziduurile de ulei sau diferitele impurităţi pot modifica geometria internă a elementului, existînd pericolul de astupare a canalelor în cazul amplificatorului de dimensiuni foarte mici. Pentru a nu se produce modificări ale curbelor caracteristice cu presiunea de alimentare, aceasta se menţine la un nivel constant în timpul experimentării cu ajutorul a două regulatoare de presiune.

Măsurarea debitelor se face cu ajutorul unor debitmetre de tip rotametru, avînd o construcţie care le face utilizabile la montarea pe circuit. Rotametrele sînt construite dintr-un tub de sticlă cu o anumită conicitate, în interiorul căruia se găseşte un flotor a cărui greutate este echilibrată de către debitul de fluid ce urmează să fie măsurat.

La ieşire se obţine o sarcină variabilă montînd un robinet, care închide sau deschide trecerea fluidului. Anumite tipuri constructive de rotametre au la intrare un robinet care

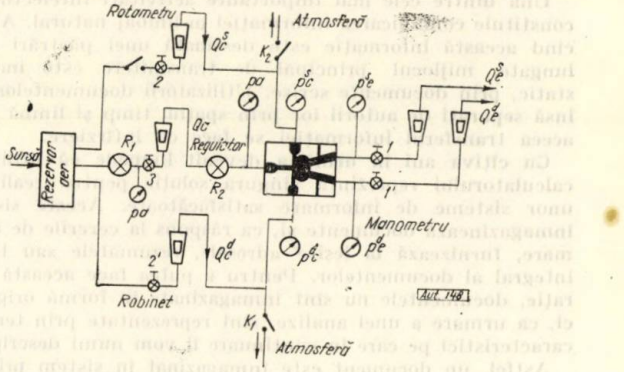


Fig. 16

poate fi utilizat ca sarcină variabilă pentru element. În scopul extinderii caracteristicii de ieşire într-un domeniu cît mai larg al presiunilor şi debitului trebuie ca sarcina iniţială determinată de racordări să fie cît mai mică.

Măsurarea presiunilor se face cu manometre de diferite tipuri, dar în cazul unor presiuni mici, frecvente la amplificările cu fluid, sînt utilizabile manometre cu tub înclinat sau în formă de U, montate în dreptul orificiilor de alimentare, de comandă şi de ieşire.

Pentru determinarea caracteristicilor de ieşire se manevrează robinetul rotametrului de la poziţia închis la poziţia total deschis. În poziţia închis rezultă presiunea recuperată care dă indicaţii asupra pierderilor de presiune în interiorul elementului.

Caracteristica de comandă se obţine prin manevrarea robinetului *2* sau *2'*. Perechile de valori Qc şi pc determină alura caracteristicii. Comutatoarele k_1 şi k_2 închid legătura cu atmosfera de partea orificiului în dreptul căruia se ridică curba caracteristică de comandă.

Pentru a se obţine caracteristica de alimentare se închide sau se deschide robinetul *3* şi se înregistrează valoarea presiunii pa şi a debitului Qa.

Cercetările întreprinse asupra caracteristicilor amplificatorului proporţional cu interacţiunea jeturilor arată, între anumite limite, posibilitatea utilizării lui în diverse circuite fluidice, prin comparaţie cu schemele utilizate în circuitele electrice. Neliniaritatea caracteristicilor limitează însă această analogie pe un domeniu în care curbele pot fi liniarizate. Totodată trebuie să se aibă în vedere şi particularităţile circuitelor fluidice în comparaţie cu cele electrice. Dat fiind că alura curbelor caracteristice este determinată atît de mărimile fizice din dreptul orificiilor de intrare şi de ieşire, cît şi de parametrii constructivi, se pune problema alegerii optime a domeniului de funcţionare, cum şi a unei geometrii adecvate acestui scop.

Amplificarea în debit, presiune şi putere nu este optimă pentru acelaşi element şi de aceea în proiectare trebuie să se aibă în vedere acele elemente geometrice care pot influenţa asupra amplificării maxime dorite. În general este necesar să se aleagă mărimile fizice referitoare la presiune şi debit în aşa fel ca elementul să aibă o funcţionare optimă din punct de vedere individual, cum şi din cel al interconectării cu alte elemente fluidice.

În acest scop, caracteristicile statice dau o primă indicaţie prin fixarea punctului de funcţionare în condiţii statice de lucru.

BIBLIOGRAFIE

[1] Warren, R. W. *Fluid amplification, basic principles.* Diamond ordnance fuze labs., aug 1962.

[2] Humphrey, E. F. şi Tarumoto, D. H. *Fluidics.* Fluid amplifier associates. Boston, 1965.

[3] Kirshner, J. M. *Fluid amplifiers.* New York, Mc Graw-Hill, 1966.

[4] Boothe, W. A. *Performance evaluation of a high-pressure recovery bistable fluid amplifier.* Symposium on fluid jet control devices ASME. New York, nov 1962.

[5] Marinescu, P., Toma, A. şi Săvulescu, St. *Cercetări experimentale asupra elementelor de amplificare cu fluid de tip bistabil.* În: St. cerc. mec. apl. tom. 28, nr. 6, 1969.

[6] Katz, S. şi Dockery, R. J. *Staging of proportional and bistable fluid amplifiers.* Fluid amplification, TR-II65 HDL., aug 1963.

Ing. C. V. NEGOIŢĂ

Asupra procesului de indexare automată în sistemele de informare

Una dintre cele mai importante activităţi intelectuale o constituie comunicarea informaţiei în limbaj natural. Atunci cînd această informaţie este destinată unei păstrări îndelungate, mijlocul principal de transmitere este indirect static, prin documente scrise. Utilizatorii documentelor sînt însă separaţi de autorii lor prin spaţiu, timp şi limbă şi de aceea transferul informaţiei se face cu întîrziere.

Cu cîţiva ani în urmă a devenit limpede că utilizarea calculatorului reprezintă singura soluţie pentru realizarea unor sisteme de informare satisfăcătoare. Aceste sisteme înmagazinează documente şi, ca răspuns la cererile de informare, furnizează la ieşire adresele, rezumatele sau textul integral al documentelor. Pentru a putea face această operaţie, documentele nu sînt înmagazinate în formă originală ci, ca urmare a unei analize, sînt reprezentate prin termeni caracteristici pe care în continuare îi vom numi descriptori.

Astfel, un document este înmagazinat în sistem printr-o înregistrare reprezentată ca un vector ale cărui componente sînt descriptorii ce caracterizează documentul. Căutarea informaţiilor în sistem înseamnă consultarea descriptorilor fiecărei înregistrări, pentru a detecta pe cei specificaţi în cererea de informare, prezentată la intrarea sistemului.

Problema cea mai importantă şi cea mai dificilă într-un sistem de informare este cea a caracterizării documentelor, adică fixarea descriptorilor.

Fie :

T — mulţimea documentelor ;

D — mulţimea descriptorilor ;

V — mulţimea valorilor de conexiune a descriptorilor la documente.

Cu ajutorul acestor mulţimi se pot construi propoziţii primitive de forma :

$$d(t) = v, \quad d \in D, \quad t \in T, \; v \in V,$$

adică în limbaj neformal descriptorul d este ataşat documentului t cu valoarea v.

Procesul de indexare este procesul stabilirii propoziţiilor primitive.

În cele ce urmează se face o sinteză a lucrărilor privind criteriile de fixare automată a descriptorilor, adică de stabilire a propoziţiilor primitive.

Criterii de indexare automată

Criteriul statistic. La baza criteriului statistic stau lucrările lui Luhn [10], [11] care la IBM a făcut primele încercări de indexare automată. Aceste încercări s-au bazat pe presupunerea că cu cît apare mai des un cuvînt într-un doc

ment, cu atît mai probabil este ca acel cuvînt să fie un indicator semnificativ al subiectului acelui document. Există acum programe de numărare a cuvintelor într-un text, astfel încît un calculator poate furniza o listă a tuturor cuvintelor din text aranjate în ordinea frecvenţei de apariţie. Cuvintele funcţionale ca articolele, conjuncţiile, prepoziţiile etc. sînt excluse folosind un dicţionar de interdicţie. În funcţie de gradul de indexare dorit, cuvintele care au aceeaşi rădăcină pot fi numărate ca repetiţii ale rădăcinii fixe sau separat. Prelucrarea statistică a textului furnizează deci o listă de cuvinte aranjate după frecvenţa de apariţie. Din această listă, specificînd o valoare minimă a frecvenţei, sînt selectaţi automat descriptorii.

Criteriul frecvenţei absolute poate fi justificat şi pe cale teoretică :

Fie mulţimea $D = \{d_1, d_2, \ldots, d_n\}$; un document t poate fi reprezentat ca o reuniune a mulţimilor disjuncte $\{d_i\}$ pe care le notăm Δ_i :

$$t = \bigcup_{i=1}^{n} \Delta_i.$$

Mulţimea t este evident un trib, deoarece :

— dacă $\Delta_i \in t$, atunci $\Delta_i - \Delta_j \in t$;

— dacă (Δ_n) este un şir de mulţimi ale lui t, atunci reuniunea $\bigcup_{n=1}^{p} \Delta_n$ a şirului aparţine lui t ;

— cel puţin una dintre mulţimile Δ_i este vidă.

Fie μ o măsură scalară reală pozitivă pe tribul t, adică o aplicaţie μ aditivă de mulţimi ale tribului t în dreapta reală :

$$\mu : t \to R.$$

Atunci :

$$\mu\left(\bigcup_{n=1}^{p} \Delta_n\right) = \sum_{n=1}^{p} \mu(\Delta_n),$$

oricare ar fi $p \in R$, oricare ar fi şirul (Δ_n) de mulţimi disjuncte ale tribului t, ceea ce implică $\mu(\emptyset) = 0$.

Conform criteriului statistic, valoarea conexiunii dintre un descriptor d_i şi un document t este valoarea măsurii mulţimii Δ_i ataşată descriptorului d_i.

Un exemplu de măsură este numărul cardinal care satisface condiţia :

$$\text{card}\,(\bigcup \Delta_i) = \Sigma\, \text{card}\, \Delta_i$$

sau probabilitatea care satisface condiţiile :

$$\pi(\bigcup \Delta_i) = \Sigma\, \pi(\Delta_i);$$
$$\pi(t) = 1.$$

Funcţia π poate fi :

$$\pi(\Delta_i) = \frac{\text{card}\, \Delta_i}{\text{card} \bigcup_{i=1}^{n} \Delta_i}.$$

O'Connor [13] a studiat problema frecvenţei minime de selecţie. Se crede acum că, pentru a face eficace indexarea automată, este necesar să se limiteze numărul descriptorilor eliminînd aşa-numiţii termeni nedescriptivi.

Cleverdon [3], de exemplu, este de părere că indexarea este bună selectînd toate cuvintele care apar în document mai mult de şase ori.

Alţi cercetători au observat că numai frecvenţa de apariţie a cuvintelor nu este suficientă ca criteriu de selecţie a descriptorilor. Astfel un cuvînt folosit rar pentru scopuri ordinare dar care apar des într-un document va avea un factor de semnificaţie mare pentru acel document, în timp ce cuvintele normal rare folosite rar în document şi cuvintele comune folosite des vor primi valori mici.

Edmunson şi Wyllys [5] au propus ca fiecărui cuvînt să i se calculeze un factor de semnificaţie $f-r$ sau f/r, unde f înseamnă frecvenţa de apariţie a cuvîntului în document, iar r — frecvenţa de folosire în general.

Maron [12] şi Levery [9] au folosit doi parametri statistici pentru selecţia descriptorilor : frecvenţa unui cuvînt şi caracteristicile sale în diferite texte.

Kraveţ, Moscovici şi Senderov [8], de la Institutul central de cercetări pentru informare de brevete din Moscova, lucrează cu o metodă de indexare bazată pe măsurarea deviaţiei frecvenţei cuvîntului de la frecvenţa medie teoretică. Mărimea acestei deviaţii dă valoarea de informare a descriptorului. Există un număr de cuvinte caracteristice la fiecare text şi frecvenţa acestor cuvinte deviază de obicei de la frecvenţa normală în limbă. Astfel cuvîntul CAP este folosit mai frecvent decît cuvîntul DINTE, însă în textele de stomatologie proporţia este inversată.

Criteriul sintactic. Cu toate că criteriul statistic a dat rezultate care i-au impus utilizarea pe scară din ce în ce mai largă, unii cercetători [4] consideră că, pentru selectarea descriptorilor, criteriul statistic nu este suficient şi că indexarea trebuie să se bazeze pe recunoaşterea şi manipularea structurii textului.

S-au studiat astfel metode pentru producerea de surogate structurale ale documentelor, adică surogate care reţin relaţii precise între conceptele identificate în textul original. Asta implică identificarea nu numai a prezenţei anumitor cuvinte într-un text ci şi a relaţiilor principale analitice (genetice şi de incluziune) şi sintetice (de dependenţă şi de echivalenţă) dintre cuvinte. Programul de analiză sintactică automată este aplicat textului pentru a determina dependenţele structurale dintre cuvinte în propoziţie, obiectivul final fiind reducerea textului complet la un set de propoziţii minimale cu ajutorul unor anumite transformări. Cu alte cuvinte, documentele sînt condensate în propoziţii fundamentale cu termeni normalizaţi prin eliminarea modificatorilor, clauzelor de dependenţă, a frazelor prepoziţionale şi a altor elemente subordonate. Structura sintactică redusă, astfel obţinută, poate fi înmagazinată sub forma unui arbore sau a unui graf, fiecare cuvînt fiind un nod.

Analiza gramaticală tradiţională ignorează multe relaţii logice inerente structurii propoziţiilor. Reichenbach [14] a propus în 1947 o nouă gramatică bazată pe funcţii. După Reichenbach, cercetătorii de la Itek Corporation [1] au elaborat reguli pentru normalizarea expresiilor în limbaj natural. Elementele de bază ale gramaticii sînt o funcţie (predicat) şi argumentele sale, prima corespunzînd proprietăţilor obiectelor şi relaţiilor dintre obiecte şi cele din urmă corespunzînd chiar obiectelor.

Donald Hillman [6] a propus un criteriu sintactic deosebit de atractiv, care a fost experimentat la Lehigh University [7]. După Hillman, criteriul sintactic impune identificarea expresiilor care ocupă o poziţie referenţială în propoziţiile documentului. Acest criteriu este aplicabil numai acelor propoziţii în care este posibil să se izoleze cuvinte (sau grupuri de cuvinte) ce apar în poziţii identificabile. Astfel de propoziţii se numesc propoziţii cu formă canonică. Din punct de vedere logic, cea mai importantă proprietate a unei propoziţii cu formă canonică este faptul că ea are o structură de relaţie. În acest caz, problema reprezentării unui document se reduce la problema logică a identificării acelor cuvinte ce reprezintă argumentele predicatelor în propoziţii cu formă canonică.

Fie un predicat ireflexiv $P(d_1, d_2, \ldots, d_k)$ cu k argumente. Fiecărui argument d_h i se asociază o mulţime finită D_h. Prin ipoteză :

$$\text{card}\, D_h = k, \text{ pentru toţi } h.$$

Fiindcă P este un predicat ireflexiv, toate argumentele sale sînt diferite. Deci pentru toţi i, j distincţi, $D_i \neq D_j$. Deoarece P stabileşte acelaşi grad de conexiune pentru fiecare pereche distinctă a argumentelor sale, distanţa minimă dintre două mulţimi trebuie să fie aceeaşi pentru fiecare pereche. Folosind ca distanţă numărul cardinal al diferenţei simetrice :

$$\delta(D_i, D_j) = \text{card}\,(D_i + D_j),$$

se observă că această distanţă este minimă cînd $\text{card}\,(D_i + D_j) = 2$.

Ţinînd seamă de identităţile :

$$\text{card}\,(D_i \cup D_i) + \text{card}\,(D_i \cap D_j) = \text{card}\, D_i + \text{card}\, D_j ;$$

$$\text{card}\,(D_i \cup D_j) - \text{card}\,(D_i \cap D_j) = \text{card}\,(D_i + D_j),$$

se poate scrie :

$$\text{card}\,(D_i \cap D_j) = k - 1.$$

Fiindcă există C_k^h intersecţii distincte a k mulţimi luate cîte h şi numărul cardinal al fiecărei intersecţii este $k - 1$:

$$\text{card}(D_1 \cup D_2 \cup, \ldots, \cup D_k) = C_k^1 \text{ card } D_i - C_k^2 \text{ card } (D_i \cap D_j) + C_k^3 \text{ card } (D_i \cap D_j \cap D_h) -, \ldots, \pm C_k^k \text{ card } (D_1 \cap D_2 \cap, \ldots, \cap D_k) = k^2 - (k-1)^2 = 2k - 1.$$

Deci conexiunea dintre un descriptor şi un predicat este măsurată de numărul cardinal al unei mulţimi finite, astfel ca numărul cardinal al uniunii tuturor mulţimilor să fie $2k - 1$ în timp ce numărul cardinal al intersecţiei oricăror două mulţimi este $k - 1$. Cu alte cuvinte, valoarea conexiunii unui descriptor la un predicat este k, dacă predicatul are k locuri. Valoarea conexiunii unui descriptor d_i la un document este suma tuturor valorilor de conexiune dintre d_i şi predicatele documentului care conţin pe d_i ca argument.

Pentru a ilustra procedeul de prelucrare a textului descris mai sus vom considera următorul text [6]:

„Logicile propoziţionale sînt interpretabile ca latice distributive finite, tabele de adevăr Jaskowski, mulţimi deschise ale unui spaţiu topologic sau proprietăţi ale alegerilor libere. În fiecare caz, formulele demonstrabile se arată că sînt valide cu ajutorul regulilor care enumeră formulele nedemonstrabile. Mulţimile de formule demonstrabile şi nedemonstrabile sînt închise faţă de reguli. Deci logica propoziţională este decisibilă".

Procedeul de prelucrare a textului înseamnă desfacerea lui în următoarele propoziţii referenţiale:

1. Logicile propoziţionale sînt interpretabile ca latice distributive finite.
2. Logicile propoziţionale sînt interpretabile ca tabele de adevăr Jaskowski.
3. Logicile propoziţionale sînt interpretabile ca mulţimi deschise ale unui spaţiu topologic.
4. Logicile propoziţionale sînt interpretabile ca proprietăţi ale alegerilor libere.
5. Formulele demonstrabile se arată că sînt valide cu ajutorul regulilor.
6. Regulile enumeră formulele nedemonstrabile.
7. Mulţimea formulelor demonstrabile este închisă faţă de reguli.
8. Mulţimea formulelor nedemonstrabile este închisă faţă de reguli.
9. Logica propoziţională este decisibilă.

Pentru uşurinţa manipulării se vor simboliza propoziţiile referenţiale cu ajutorul următorului vocabular:

$I\,xy$ — x este interpretabil ca y;
$V\,xy$ — x este arătat ca valid cu ajutorul lui y;
$E\,xy$ — x enumeră y;
$C\,xy$ — x este închis faţă de y;
$D\,x$ — x este decisibil;
a — logici propoziţionale;
b — latice distributive finite;
c — tabele de adevăr Jaskowski;
d — mulţimi deschise ale unui spaţiu topologic;
e — proprietăţi ale alegerilor libere;
f — formule demonstrabile;
g — reguli;
h — formule nedemonstrabile;
i — mulţimea formulelor demonstrabile;
j — mulţimea formulelor nedemonstrabile.

În felul acesta, documentul este privit ca mulţimea:

(Iab, Iac, Iad, Iae, Vfg, Egh, Cig, Cjg, Da)

şi conexiunile dintre descriptori şi document sînt date de tabela următoare:

Descriptor	Număr de conexiuni cu documentul
a	9
b	2
c	2
d	2
e	2
f	2
g	8
h	2
i	2
j	2

Concluzii

Problema indexării automate a făcut obiectul unor investigaţii fructuoase în ultimii 10 ani, dat fiind interesul deosebit pentru proiectarea sistemelor de informare complet automate. Pornind de la tehnici statistice simple, astăzi s-au pus la punct tehnici complexe, deosebit de eficiente, fundamentate teoretic şi experimentate pe sisteme reale. Cu toate că acum indexarea automată este tehnic posibilă, se pare că nu este încă competitivă cu indexarea manuală deoarece textul documentelor este prezentat calculatorului prin intermediul elementelor perforate. Este sigur că indexarea automată va deveni eficientă atunci cînd dispozitivele de citire directă vor fi disponibile pe scară largă şi acest moment este foarte apropiat.

Importanţa lui este evidentă şi curînd vom fi martorii unui punct de cotitură în ceea ce priveşte aplicaţiile calculatorului numeric. Aşa-numitele aplicaţii nenumerice cresc în pondere şi informatica nenumerică se conturează de pe acum ca disciplină independentă.

Bibliografie

[1] Burnes, R. F. *Language problems posed by heavily structured data.* În: Communications of the ACM 5 nr. 1, 1962.

[2] Baxendale, P. *Machine-made index for technical literature, an experiment.* În: IBM journal of research and development, vol. **2**, nov. 1958.

[3] Cleverdon, C. W. *Automation in indexing.* În: ASLIB proceedings, vol. **13**, nr. 4, 1961.

[4] Climenson, W. D., Hardwick, N. H. şi Jacobson, S. N. *Automatic syntax analysis in machine indexing and abstracting.* În: American documentation, vol. **12**, nr. 3, 1961.

[5] Edmunson, H. P., Wyllys, R. E. *Automatic abstracting and indexing.* Survey and recomandation. În: Communications of the ACM, vol. **4**, nr. 5, 1961.

[6] Hillman, D. *Characterization and connectivity.* Report nr. 1, Document retrieval theory, Relevance and the methodology of evaluation, Center for the information sciences, Lehigh University, 1966.

[7] Kasarda, A. J. *A syntactically oriented natural language.* Document retrieval system with a browsability feature. Report nr. 3, Experimental retrieval studies, Center for the information sciences, Lehigh University, 1967.

[8] Kravet, L. G., Moscovici, V. şi Senderov, V. A. *Automatic indexing of patent information.* Paper presented at ICIREPAT meeting, The Hague, 1966.

[9] Levery, F. *Une expérience d'indexage automatique.* Rassegna internazionale sulla documentazione, Roma 1961.

[10] Luhn, H. P. *A statistical approach to mechanica encoding and searching of library information.* În IBM journal of research and development, vol. **1** nr. 4, 1957.

[11] Luhn, H. P. *Keyword-in-context index for technica literature (KWIC index).* În: American documentation vol. **11**, 1960.

[12] Maron, M. E. *Automatic indexing.* An experimenta inquiry. În: Journal of the ACM, vol. **8**, nr. 3, 1961

[13] O'Connor, J. *Mechanized indexing methods an their testing.* În: Journal of the ACM, vol. **11**, nr. 1964.

[14] Reichenbach, H. *Elements of symbolic logic* New York, Mac-Millan, 1947.

[15] Simmons, R. şi McConlogue, K. *Maximum-depth indexing for computer retrieval of englis language data.* Report SP—775, System developmen corp., Santa Monica, Calif., 1962.

NOUTĂȚI DIN DOMENIUL APARATURII DE AUTOMATIZARE ȘI DE PRELUCRARE A DATELOR

Convertirea semnalelor analogice în semnale numerice

Aparatura numerică de măsurare și control capătă o răspîndire din ce în ce mai largă în aplicațiile industriale. Pe această linie se înscrie și noua serie de instrumente și apa-

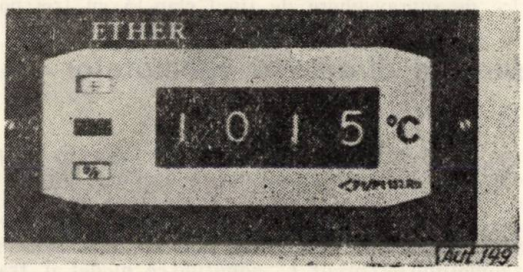


Fig. 1.

rate produse de firma Ether, Stevenage, Hertfordshire, Anglia, destinate să înlocuiască tipurile clasice de aparate analogice pentru indicarea temperaturilor, presiunilor, for-

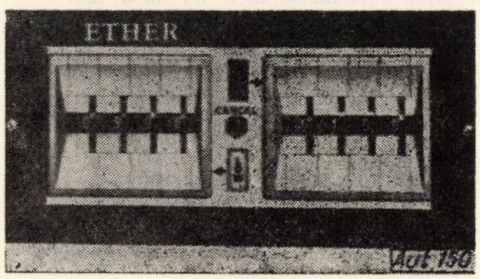


Fig. 2

elor, deplasările etc. prin dispozitive de măsurare și afișare numerică.

Elementul de bază îl constituie indicatorul numeric tip 500 (fig. 1) care poate fi utilizat cu diverse tipuri de tra-

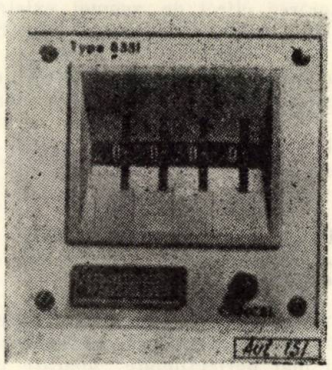


Fig. 3

ctoare pentru mărimile menționate, convertind semnalele alogice furnizate de acestea în valori discrete ce sînt afi-e sub forma de numere cu patru cifre.

Acest indicator este prevăzut cu circuite de liniarizare pe porțiuni a caracteristicilor traductorului, ceea ce permite obținerea unei rezoluții bune și pentru valori ale mărimii măsurate din apropierea limitei inferioare a domeniului.

Aparatul indicator poate cuprinde și dispozitive de prescriere a unor valori limită. Prin intermediul acestora se poate obține un semnal de acționare a unor elemente logice sau relee de fiecare dată cînd mărimea măsurată a atins limitele fixate. Există două tipuri de dispozitive de prescriere: 8552 (fig. 2) pentru două limite, de exemplu una superioară și alta inferioară, și 8551 (fig. 3) pentru o singură limită. Limitele se prestabilesc sub formă numerică cu ajutorul unor comutatoare rotative.

Aparatul de afișare numerică 8500, completat cu un comutator selector, poate fi utilizat pentru indicarea mai multor

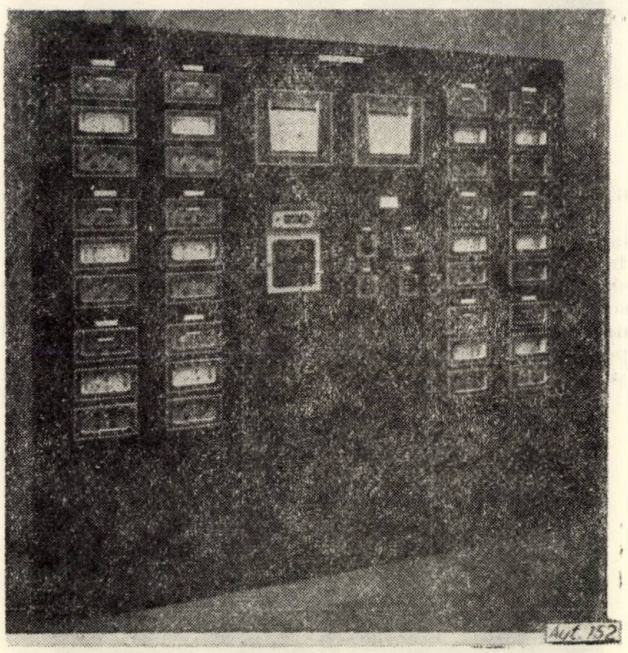


Fig. 4

mărimi. În figura 4 se poate observa indicatorul numeric și comutatorul de selecție montate pe un panou de control al temperaturii în 42 de puncte.

Măsurarea temperaturii cu acest aparat și termocuple de construcție curentă se obține cu o precizie de 0,3% ± 1 unitate.

Gama minimă a semnalului ce poate fi măsurat este de 0—20 mV pentru întreg domeniul de afișare, ceea ce pentru un indicator prevăzut cu posibilități de indicare de la 0000 la 1999 înseamnă o rezoluție de 10 μV.

Echipamentul în totalitatea sa este realizat cu circuite cu semiconductoare.

Sistem fluidic de supraveghere şi semnalizare

O firmă din Anglia, C. A. Norgren, Shipston-on-Stour, Warwickshire, produce dispozitive fluidice destinate supravegherii anumitor parametri din instalaţiile industriale, de exemplu: presiuni, temperaturi, nivele. De asemenea ele pot servi pentru supravegherea funcţionării continue a anumitor linii de producţie, conveiere, benzi de fabricaţie şi ambalare şi de umplere etc. Ele au avantajul că, avînd ca agent de acţionare aerul comprimat, pot fi utilizate fără protecţii speciale în medii cu pericol de incendiu, de explozie, cu umiditate ridicată, aşa cum se întîlnesc frecvent în industria chimică şi în industria alimentară.

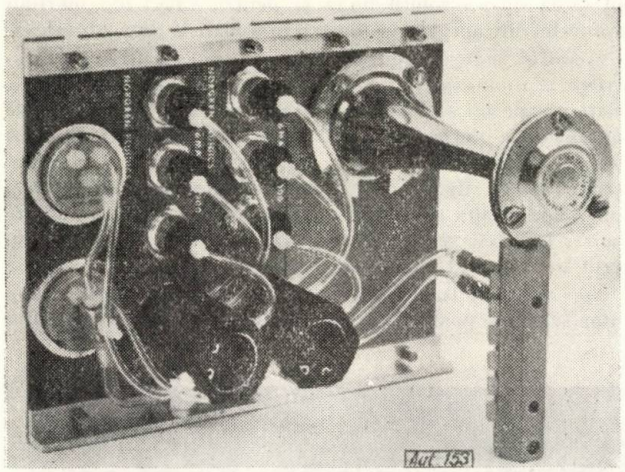


Fig. 1

Dispozitivul fluidic de supraveghere şi avertizare Norgren 6MA—010, realizat sub formă de module, se compune dintr-un „ventil" fluidic ce poate fi montat pe un panou (fig. 1) şi la care sînt conectate trei indicatoare neelectrice şi un buton. Indicatoarele au lentile din acrilat colorat în verde, roşu şi portocaliu şi intră în funcţiune de îndată ce primesc un semnal pneumatic indicînd respectiv condiţiile de funcţionare „normal", „alarmă", „alarmă anunţată". Dispunînd pe panouri un număr convenabil de asemenea module (fig. 1 şi 2), se poate realiza supravegherea unor instalaţii complete.

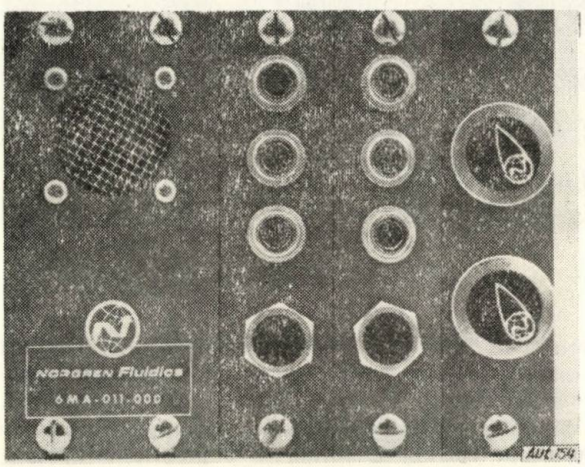


Fig. 2

Fiecărui modul i se poate asocia un comutator cu trei poziţii, fiecare corespunzînd unei surse de semnal.

Se poate de asemenea conecta un dispozitiv de semnalizare sonoră 6MA—011, comun pentru un număr de pînă la 18 module de semnalizare vizuală.

Întreg sistemul de avertizare vizuală sau sonoră funcţionează cu aer comprimat la presiunea de 1-1,75 kgf/cm².

Un detector situat în instalaţia de supravegheat atîta timp cît funcţionarea este normală primeşte un semnal pneumatic continuu care, transmis la modulul de semnalizare, indică verde, adică „normal". Dacă dintr-o cauză oarecare — de exemplu depăşirea unei anumite valori de către parametrul supravegheat — debitul de aer către detector este întrerupt, are loc o comutare a aerului în modul către indicatorul roşu „alarmă" şi către clacsonul pentru semnalizarea sonoră. Apăsînd pe butonul de pe panou, clacsonul se opreşte şi se schimbă indicatorul vizual din roşu în portocaliu, „alarmă anunţată". Această situaţie se menţine pînă la revenirea la normal, cînd ventilul fluidic primeşte semnalul pneumatic corespunzător de la detector şi automat intră în funcţiune indicatorul verde.

Funcţionarea este întrutotul similară cu aceea a releelor electrice de supraveghere de tipul clapetă cu trei poziţii.

Măsurarea directă a zgomotelor transistoarelor

Firma Hewlett-Packard furnizează un nou tip de aparat cunoscut sub numele de analizator de zgomote pentru transistoare model 4470 A, care spre deosebire de alte tipuri precedente permite măsurarea nu numai a unei cifre de zgomot globale ci şi, separat, a zgomotului de tensiune e_n şi a zgomotului de curent i_n, admiţînd ca model al transistorului cu zgomote schema din figura 1.

Cu acest aparat se pot măsura zgomotele atît pentru transistoarele pnp şi npn cît şi pentru transistoarele cu efect de cîmp.

Aparatul este deosebit de sensibil, fiind prevăzut în acest scop cu domenii multiple, de exemplu pentru zgomotul de tensiune şapte domenii de la 3 nV la 3 μV.

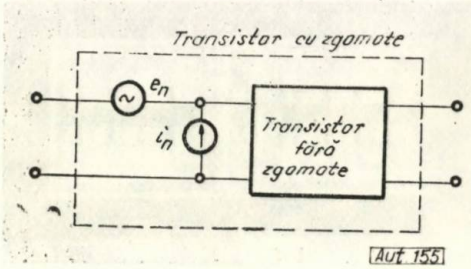


Fig. 1

Măsurătorile se pot efectua pentru 11 frecvenţe cuprins între 10 şi 1 MHz, furnizate de la un oscilator pilot încor porat în aparat şi la o bandă de frecvenţă pentru zgomot de 4 Hz.

Pentru măsurarea cifrei de zgomot există posibilitate variaţiei rezistenţei interne în şase trepte între 10 Ω 1 MΩ.

Aparatul este prevăzut şi cu alte facilităţi, ca de exempl reglarea curentului în colector, conectarea unui înregistrat etc.

Precizia obţinută, atît pentru măsurători cît şi pentr reglaje, este de ±3%.

Corelatorul Hewlett Packard model 3721 A

Corelatorul model 3721 A, pus în fabricaţie în anul 19 de către firma Hewlett Packard, se situează printre ce mai recente şi mai perfecţionate aparate pentru anali statistică a semnalelor. Acest aparat permite efectuarea timp real a următoarelor funcţiuni:

— calculul funcţiei de autocorelaţie a unui semnal;
— calculul funcţiei de intercorelaţie între două semnal
— calculul funcţiei de densitate de probabilitate a u

semnal sau integrala acesteia care reprezintă funcţia distribuţiei de probabilitate;

— extragerea componentei utile dintr-un semnal acoperit de zgomot.

Rezultatele sînt prezentate pe ecranul unui tub catodic, atît forma aparatului cît şi modul de operare fiind similare cu cele ale unui osciloscop.

Toate funcţiile menţionate pot fi calculate şi afişate în 100 de puncte.

Pentru a putea lucra într-o gamă largă de frecvenţe, de la semnale continue pînă la 500 kHz, corelatorul 3721 A a fost conceput ca un aparat bazat pe tehnica numerică. Schema funcţională simplificată pentru determinarea funcţiei de corelaţie este reprezentată în figura 1. Semnalele analogice

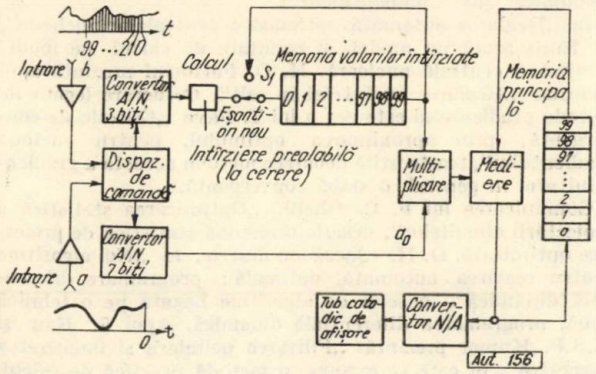


Fig. 1

aplicate la intrare sînt cuantificate şi convertite în mărimi numerice cu un număr de 7 biţi la intrarea A şi 3 biţi la intrarea B. Convertirea mai grosieră a semnalului aplicat la intrarea B este justificată prin aceea că acest semnal este aplicat dispozitivului de întîrziere care s-ar complica mult în cazul unui număr sporit de biţi.

Intervalul elementar de întîrziere $\Delta\tau$ la care sînt culese eşantioane ale semnalelor poate fi variat între 1 μs şi 1 s, astfel că întîrzierile pentru care pot fi calculate funcţiile de corelaţie pot fi alese în domeniul 1 μs şi 100 s. Cu generatoare de tact exterioare, limita superioară poate fi extinsă oricît de mult, adică se pot admite frecvenţe oricît de joase. La aceasta contribuie şi faptul că imaginea pe ecranul tubului catodic poate fi menţinută pe o durată nelimitată, ştergerea efectuîndu-se la comandă exterioară.

Sensibilitatea afişării pe ecranul tubului este cuprinsă între 5.10^{-6} V²/cm şi 5 V²/cm.

Comutatorul S_1, în cazul calculului funcţiei de corelaţie, după fiecare nouă valoare eşantionată a semnalului este comutat pe poziţia „calcul" şi atunci, în mod succesiv, toate valorile întîrziate, înregistrate în prealabil în memoria respectivă, sînt aplicate dispozitivului de multiplicare care efectuează produsele $A(t)$. $B(t-m\Delta\tau)$ pentru toate cele 100 de valori $m = 0, 1, 2, \ldots 99$. Rezultatele operaţiei de multiplicare sînt aplicate dispozitivului de mediere, care efectuează media acestor valori cu cele înregistrate anterior în memoria principală. Se obţin astfel funcţiile de corelaţie R_{ba} $(m\Delta\tau)$ bazate pe 100 de valori ale semnalelor anterioare momentului de eşantionare considerat. Este de menţionat că rezultatele se obţin sub formă numerică şi ele sînt pe de o parte recirculate în memoria principală, iar pe de altă parte, după trecerea printr-un convertor numeric analogic, calibrate corespunzător, sînt aplicate tubului catodic la plăcile de deflexie verticală. Pe orizontală sînt afişate întîrzierile $m\Delta\tau$, astfel încît pe ecran apare, desfăşurată corespunzător celor 100 de valori $m\Delta\tau$, $m = 0,1,\ldots 99$, curba R_{ba} $(m\Delta\tau)$.

Durata ciclului de operaţii descris este de 135,6 s.

Utilizînd un mod de funcţionare similar, aparatul permite calculul funcţiei de densitate de probabilitate a unui semnal aplicat la intrarea A. Pe orizontală sînt afişate 100 de nivele discrete ale semnalului cercetat, iar pe verticală în dreptul nivelelor respective apare valoarea densităţii de probabilitate a acestora.

Pentru detectarea componentei utile a unui semnal afectat de zgomot, acesta se aplică la intrarea B, iar la A se aplică un semnal de valoare constantă. Aparatul preia serii de cîte 100 de eşantioane ale semnalului $B(t)$, cărora le efectuează media printr-un procedeu asemănător cu calculul funcţiilor de corelaţie (unul dintre semnale este constant). Pe ecran sînt afişate simultan 100 de valori medii.

În afara afişării pe ecranul propriu, corelatorul este prevăzut cu ieşiri corespunzînd coordonatelor orizontale şi verticale care pot fi aplicate unui înregistrator $X-Y$, unui osciloscop sau permit conectarea cu un calculator numeric.

Gabriel Ionescu

RECENZII

V. Frank. **Mathematische Grundlagen der Optimierung** (Bazele matematice ale optimizării). München -Wien, R. Oldenbourg-Verlag, 1969, 211 pag.

Atît în tehnică, cît şi în economie, optimizarea are un rol important, datorită efectelor sale care nu mai pot fi neglijate. Astăzi nu prezintă interes orice soluţie a problemelor, tehnice sau economice, ci numai acele soluţii care sînt optime, care sînt cele mai bune, cele mai eficiente, din punctul de vedere al unor criterii dinainte date. Această problemă interesează în primul rînd ramuri ale ştiinţelor tehnice ca: automatica, informatica, electrotehnica şi radiotehnica şi altele, ca şi econometria (care grupează toate metodele matematice şi statistice aplicabile în economie). În legătură cu problema optimizării soluţiilor unor importante probleme tehnice şi economice, în ultimii ani s-a dezvoltat un capitol al matematicilor care, fără a fi neapărat specific, este foarte strîns legat de calculul optimizat al soluţiei unei probleme date. Acest capitol grupează, pe lîngă fundamentele calculului diferenţial şi integral şi algebrei liniare, o serie de subcapitole mai noi, cum sînt: calculul variaţional, programarea dinamică (R. Bellmann), principiul maximului (L.S. Pontreaghin) şi aplicaţii ale acestora. Este elemente, grupate, constituie bazele matematice ale optimizării.

Dacă adăugăm faptul că astăzi soluţiile optime se caută cu ajutoul calculatorului electronic, capabil să execute rapid calcule complexe care se repetă şi să extragă soluţia optimă, se vede clar ce importanţă au metodele matematice de determinare a soluţiei optime. În acest context se înscrie şi lucrarea lui W. Frank, specialist austriac în probleme de optimizare.

Încă din introducere autorul schiţează problema fundamentală a optimizării în tehnica reglării automate, pe care o prezintă ca un exemplu tipic de problemă de optimizare (în cap. 1 şi 2). În continuare, în cap. 3. „Deducerea relaţiilor de bază ale calculului variaţional", se prezintă prima clasă de probleme de optimizare, pentru ca în cap. 4, „Exemple de aplicare a relaţiilor de bază", să se redea o serie de aplicaţii ca: extremalele unei soluţii, existenţa şi inexistenţa unei soluţii, legătura cea mai scurtă între două puncte, curbe soluţii şi altele.

Cap. 5, „Condiţii la limită libere", ne introduce în studiul problemelor cu condiţii la limită mobile, cu exemple de aplicaţie. În continuare, cap. 6, „Prezentarea metodelor programării dinamice", schiţează întîi ideile programării dinamice, apoi deduce formulele de bază şi se încheie cu exemple de aplicaţie. Cap. 7 este dedicat metodelor variaţionale ale lui Lagrange, iar cap. 8 aşa-numitelor „variaţii mărginite". Tot în acest context se înscrie şi cap. 9, „Probleme variaţionale, cu ecuaţii diferenţiale ca condiţii la limită", în care baza teoriei este legată de numele lui Lagrange. Cîteva exemple încheie capitolul.

Celebrul principiu al maximului formează obiectul de studiu al cap. 10 şi 11, ultimele de altfel. În cap. 10, „ideea principiului maximului", se fundamentează cunoscutul principiu şi se fac o serie de observaţii utile. Cîteva exemple de aplicaţii foarte interesante ale principiului maximului se dau în cap. 11, dintre acestea desprinzîndu-se : politica optimă a creşterii economice şi optimizarea traiectoriei rachetelor, în cîmpul gravitaţional omogen, pentru un consum minim de carburant. Lucrarea se încheie cu bibliografie şi index de nume şi termeni.

După cum se observă din exemplele, citate şi de noi, de la finele cap. 11, problemele de optimizare cele mai importante tratate sînt şi cele mai acute : cele cu caracter economic şi cele cu caracter tehnic (în cazul de faţă din tehnica spaţială). Însă trebuie remarcat că există o anumită similitudine între sistemele cu bucle de reglare automată şi sistemele macroeconomice, care pot fi reprezentate ca un sistem automat cu mai multe intrări, ieşiri şi legături de reacţie, modelele lor matematice prezentînd şi ele unele similitudini. Aceste modele sînt de obicei : sisteme diferenţiale (liniare sau neliniare), ecuaţii cu derivate parţiale, sisteme algebrice cu restricţii etc.

Dată fiind importanţa actuală a temei tratate, credem că această lucrare va fi bine primită de către specialiştii noştri în automatică, informatică şi econometrie, ca şi de toţi specialiştii (cercetători, cadre didactice, proiectanţi etc.) care sînt interesaţi în optimizarea soluţiilor. De aceea o recomandăm tuturor celor interesaţi în rezolvarea problemelor de optimizare, probleme a căror importanţă economică şi tehnică am subliniat-o de la bun început.

Fl. Stănciulescu

A. V. Balakrishnan (editor). **Computing methods in optimization problems** (Metode de calcul în probleme de optimizare). Berlin-Heidelberg-New York, Springer Verlag, 1969, 191 pag.

Probleme de optimizare apar astăzi în aproape toate domeniile de cercetare ştiinţifică şi tehnică, dar cu precădere în următoarele : reglarea automată optimală (a centralelor electrice nucleare, a reţelelor electrice, sistemul de reglare adaptivă al avioanelor cu reacţie şi al rachetelor teleghidate, a filtrelor nelinire, a instalaţiilor de prelucrare a ţiţeiului şi de transport al derivatelor sale etc.) şi reglarea optimă a sistemelor macroeconomice (mergînd de la o ramură a economiei naţionale pînă la întreaga economie naţională). În privinţa acestui ultim domeniu, este de semnalat că, în ultimul timp, mulţi cercetători reduc sistemele macroeconomice la scheme echivalente de reglare automată cu legături de reacţie, ceea ce evident prezintă unele avantaje (analogia corect condusă duce întotdeauna la lucruri utile, în cercetarea ştiinţifică).

Lucrarea de faţă cuprinde comunicările prezentate la cea de a doua conferinţă internaţională, privind metode de calcul în probleme de optimizare, care a avut loc la San Remo (Italia). Conferinţa a fost susţinută de Societatea de matematică aplicată şi industrială (din S.U.A.), de o serie de universităţi şi institute tehnice, şi de consiliul naţional al cercetării din Italia. Au fost prezentate 19 comunicări, pe care le vom arăta pe scurt în cele ce urmează.

În comunicarea „Calculul timpilor de comutare în sistemele de reglare automată de tipul bang-bang", de G. Arienti şi A. Colonelli, se descrie o metodă iterativă de calcul al sistemelor de reglare optimale. În comunicarea sa „Metode de optimizare în teoria reglării automate", M. Ausländer prezintă o metodă generală de optimizare , algoritmul (care este de fapt traducerea analitică a metodei, aplicată la problema de studiat) şi două teoreme (de convergenţă şi stabilitate).

E. I. Beltrami prezintă lucrarea „O comparaţie între unele metode iterative recente pentru rezolvarea numerică a programelor neliniare". De fapt este vorba de prezentarea unor algoritme de calcul recente, de minimizare şi optimizare. Semnalăm lucrarea lui L.F. Buchanan „Probleme în reglarea optimă a sistemelor macroeconomice", în care sistemul macroeconomic este studiat în genul sistemelor automate cu legătură de reacţie. Tot o problemă economică studiază şi P.A. Clavier în comunicarea „Optimizarea economică prin simulare : aproximarea nivelului de confidenţă". Comunicarea „Un program pentru determinarea orbitei asociate cu lansarea şi menţinerea sateliţilor", de R. Cosaert şi E. Gottzein, descrie o metodă de estimare a orbitelor de transfer şi de menţinere a sateliţilor. În schimb, comunicarea „Instruirea optimă", de A. De Maio, G. Guardabassi, A. Locatelli şi S. Rinaldi, revine la probleme economice (de „management").

În „Reglarea automată optimală a centralelor nucleare", M. Enns arată un model şi rezultate de calcul pe model privind o centrală nucleară. H. O. Fattorini prezintă apoi lucrarea „Reglarea cu intrări în salt". O lucrare legată de metoda gradientului este cea a lui T. Fave „Criteriu de convergenţă, prin aproximarea optimului, pentru metoda gradientului", foarte utilă deoarece metoda aceasta a gradientului are în general o slabă convergenţă.

Comunicarea lui F. C. Ghelli, „Optimizarea statistică a proiectării circuitelor", descrie o metodă statistică de proiectare optimizată. D. H. Jacobson descrie, în „Noi algoritme pentru reglarea automată optimală : programare diferenţială dinamică", o serie de algoritme bazată pe o tehnică nouă, programarea diferenţială dinamică. Apoi S. Kau şi K.S.P. Kumar prezintă „Filtrarea neliniară şi liniarizarea succesivă", în care se expune o metodă practică de calcul.

În „Modelarea sistemelor continue", H.J. Kelley expune un rezumat al unei metode de modelare matematică a sistemelor continue. A. Miele prezintă „Aproximarea variaţională a metodei gradientului : teorie şi experimente numerice". O problemă de optimizare economică tratează R. Petrovici în „Optimizarea unei clase de investiţii". O problemă tehnică de optimizare tratează I. K. Skwirzynsky în „Optimizarea răspunsului reţelelor electrice", ca şi R.G. Stefanek şi P.V. Kokotovici în „Obţinerea unui reglaj optimal al unui obiect variabil în timp liniar, prin metoda lui Newton". În sfîrşit, L.E. Weaver şi D. G. Schulz, în „Reglarea reactoarelor prin reacţii variabile", încheie volumul.

În încheiere trebuie să subliniem nivelul şi actualitatea temelor tratate în cadrul comunicărilor. Este de necontestat faptul că astăzi singura soluţie acceptabilă pentru o problemă economică sau tehnică este cea optimă, aşa cum este evident că fără ajutorul calculatorului electronic nu se poate obţine soluţia optimă. Iată de ce considerăm că acest volum va interesa în cel mai înalt grad pe inginerii, matematicienii şi economiştii care lucrează în cercetare, proiectare, economie ca şi cadrele de conducere, interesate în optimizarea producţiei.

Fl. Stănciulescu

ANUNŢ

Al VI-lea Congres internaţional de cibernetică

Al VI-lea Congres internaţional de cibernetică va avea loc la Namur (Belgia) între 7 şi 11 septembrie 1970. Problemele tratate la congres sînt repartizate în cinci grupe : Bazele şi metodele ciberneticii, Maşinile semantice, Automatizare, Cibernetica şi ştiinţele umane, Cibernetica şi viaţa.

Persoanele care doresc să participe la congres sînt rugate să se adreseze la : Secrétariat de l'Association internationale de Cybernétique, Palais des Expositions, Place Andre Rijckmans, Namur (Belgique).

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.389 : 621.431.73

Стере, Р., Михуц, И. и *Истрате, Л.*: **Электронные приборы для исследования двигателей внутреннего сгорания на автомашинах в ездовых условиях.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 99–103

ДК 543.42 : 539.122.074 : 681.3.041

Боиуканер, Л.: **Цифровое приспособление для установления гаммы-спектрометра искрения, при малых численных значениях скоростей.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 104–107

ДК 621.317.772 : 621.38.049

Молдовяну, К.: **Электронный ваттметр.**
Automatica şi Electronica 14. № 3 май-июнь 1970, стр. 108–111

ДК 681.3.04 : 621.3.085

Нистор Мария: **Простая и экономичная система декодирования и афиширования для цифровых схем.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 111–114

ДК 621–52 :618.325.6

Ниту, К. И.: **Применение логических элементов в системах непрерывного регулирования.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 114–117

ДК 532.137 : 621–52

Андрееску, Р.: **Вибрационный вискозиметр.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 117–121

ДК 621.391 : 002.008.05 : 658.5

Дума, М.: **Отношение процесс — информационный поток.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 121–124

ДК 621.374.32 : 621.373.431.1

Кэтэнеску, В.: **Синтез счетчиков с применением схемы с двумя устойчивыми положениями типа жк с фронтальным запуском.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 124–128

ДК 621–52 :621.391 :518.4 : 621–501.22

Чапыру, М.: **Метод интерпретаций процессов 2-го порядка инвариантных во времени, для автоматизированных установок.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 128–130

ДК 621.375.9 : 532

Маринеску, П. В.: **Статическая характеристика усилителя пропорционально взаимодействию струи.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 130–136

ДК 002.008.05:001.815:621–52

Негоицэ, К. В.: **О процессе автоматической индексации в информационных системах.**
Automatica şi Electronica 14, № 3, май-июнь 1970, стр. 136–138

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 139–141
РЕЦЕНЗИИ 141–142

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.389 : 621.431.73

Stere, R., Mihu°, I. und *Istrate, L.*:
Einige elektronische Apparate zum Studium einiger Fahrzeugbrennstoffmotoren im Betriebszustand.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 99–103

DK 543.42 : 539.122.074 : 681.3.041

Boiucaner, L.:
Numerische Einrichtung zur Stabilisierung eines Szintillations-Gamaspektrometers bei kleinen Zählgeschwindigkeiten.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 104–107

DK 621.317.772 : 621.38.049

Moldoveanu, C.:
Elektronisches Wattmeter.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 108–111

DK 681.3.04 : 621.3.085

Nistor Maria:
Ein einfaches und wirtschaftliches System zur Entkodifizierung und zum Anzeigen von Digitalkreisen.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 111–114

DK 621–52 : 681.325.6

Nitu, C. I.:
Die Verwendung logischer Elemente bei Systemen für Dauerregelung.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 114–117

DK 532.137 : 621–52

Andreescu, R.:
Schwingungsviskosimeter.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 117–121

DK 621.391 : 002.008.05 : 658.5

Duma, M.:
Die Beziehung Prozess — informationneler Fluss.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 121–124

DK 621.374.32 : 621.373.431.1

Cătănescu, V.:
Die Synthese der Zählvorrichtungen, welche Bistabile der Type JK mit Frontalauslösung verwenden.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 124–128

DK 621–52 : 621.391 : 518.4 : 621–501.22

Ceapîru, M.:
Eine Identifizierungsmethode der Vorgänge zweiter Ordnung für automatisierte Anlagen, die zeitlich konstant sind.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 128–130

DK 621.375.9 : 532

Marinescu, P. V.:
Die statischen Eigenschaften des Proportionalverstärkers mit Zwischenwirkung der Strahlen.
Automatica şi Electronica 14, H. 3, Mai-Juni 1970, S. 130–136

DK 002.008.05 : 001.815 : 621–52

Negoiţă, C. V.:
Ueber den automatischen Indexierprozess in den Informierungsprozessen.
Automatica şi Electronica 14,H. 3, Mai-Juni 1970, S. 136–138

NEUES 139–141
BUCHBESPRECHUNGEN 141–142

SOMMAIRE

CD 621.389 : 621.431.73

Stere, R., Mihuț, I et *Istrate, L.* :

Quelques appareils électroniques destinés à l'étude des moteurs à combustion interne pour les autovéhicules, dans les conditions de route.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 99—103

CD 543.42 : 539.122.074 : 681.3.041

Boiucaner, L. :

Dispositif numérique pour l'établissement d'un spectromètre gamma de scintillation, aux vitesses de numération réduites.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 104—107

CD 621.317.772 : 621.38.049

Moldoveanu, C. :

Wattmètre électronique.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 108—111

CD 681.334 : 621.3.085

Nistor Maria :

Un système simple et économique de décodification et d'affichage pour circuits digitaux.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 111—114

CD 621—52 : 681.325.6

Nitu, C. I. :

L'utilisation des éléments logiques dans des systèmes de réglage continus.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 114—117

CD 532.137 : 621—52

Andreescu, R. :

Viscosimètre de vibrations.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 117—121

CD 621.391 : 002.008.05 : 658.5

Duma, M. :

Le rapport processus — flux informationnel.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 121—124

CD 621.374.32 : 621.373.431.1

Cătănescu, V. :

La synthèse des compteurs utilisant des circuits bistables de type JK à déclenchement par front.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 124—128

CD 621—52 : 621,391 : 518.4 : 621—501.22

Ceapîru, M. :

Une méthode d'identification des processus de second ordre pour les installations automatiques, dont les paramètres sont invariables.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 128—130

CD 621.375.9 : 532

Marinescu, P. V. :

Les caractéristiques statiques de l'amplificateur proportionnel à interaction des jets.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 130—136

CD 002.008.05:001.815:621—52

Negoiță, C. V. :

Considérations concernant le processus d'indexage automatique dans les systèmes d'information.

Automatica şi Electronica 14, no. 3, mai-juin 1970, p. 136—138

NOUVELLES 139—141

COMPTES RENDUS 141—142

MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET

CONTENTS

DC 621.389 : 621.431.73

Stere, R., Mihuț, I. and *Istrate, L.* :

Electronic apparatuses for the study of internal combustion engines of vehicles under running conditions.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 99—103

DC 543.42 : 539.122.074 : 681.3.041

Boiucaner, L. :

Digital device for stabilization of a gamma scintillation spectrometer, at low counting rates.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 104—107

DC 621.317.772 : 621.38.049

Moldoveanu, C. :

Electronic wattmeter.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 108—111

DC 681.3.04 : 621.3.085

Nistor Maria :

A simple, economical decoding and display system for digital circuits.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 111—114

DC 621—52 : 681.325.6

Nitu, C. I. :

Utilization of logical elements in continuous adjustment systems.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p.114—117

DC 532.137 : 621—52

Andreescu, R. :

Vibration viscosimeter.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 117—121

DC 621.391 : 002.008.05 : 658.5

Duma, M. :

Process — information flow.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 121—124

DC 621.374.32 : 621.373.431.1.

Cătănescu, V. :

Numeration synthesis by front bistable trigger circuits of JK type.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 124—128

DC 621—52 : 621.391 : 518.4 : 621—501.22

Ceapîru, M. :

Method of identifying second order processes with invariable parameters in automated installations.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 128—130

DC 621.375.9 : 532

Marinescu, P. V. :

Statie characteristics of amplifier according to the interaction of jets.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 130—136

DC 002.008.05 : 001.815 : 621—52

Negoiță, C. V. :

On the automatic indexing process in information systems.

Automatica şi Electronica 14, nr. 3, may-june 1970, p. 136—138

News 139—141

Reviews 141—142

PMB·6C

Pentru radioscopia
pieselor de oţel
pînă la 200 mm grosime

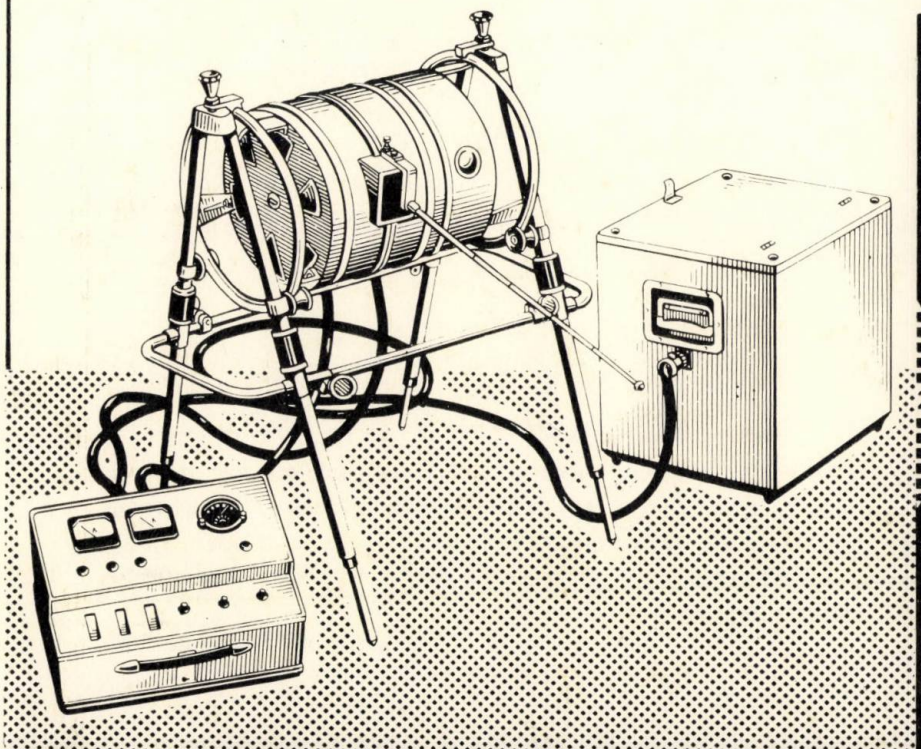
BETATRON PORTATIV DE GABARIT REDUS

PMB—6

Energia electronilor accelerați, MeV	6
Sensibilitatea radiografică, %	1
Temperatura de funcţionare, C°	— 30 pînă la + 60
Gradul higrometric al aerului ambiant, %	98

Exportator :

V/K „TECHSNABEXPORT'
Moscova G-200, U.R.S.S
Telefon : 244—32—85
Telex : 239



250 600

Techsnabexport

USSR · MOSCOW

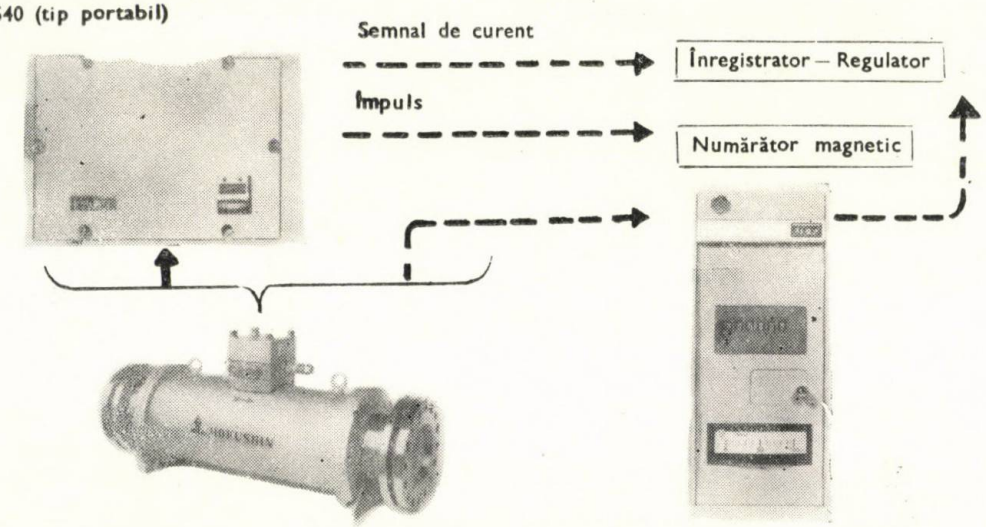
PUBLICOM

HOKUSHIN
ELECTRIC WORKS, LTD.

Pionier în epoca inovațiilor tehnologice

DE CE SĂ NU FOLOSIȚI
NOUL TIP DE DEBITMETRU ELECTROMAGNETIC HOKUSHIN?

Traductor de debit electromagnetic model ELT540 (tip portabil)



Debitmetru electromagnetic model FL281N1

Traductor cu integrare pentru debitmetru electromagnetic model ELT500P (tip panou)

Caracteristici

1. Precizia de integrare este mult mărită, costul aparaturii devine relativ mic datorită faptului că noul tip de traductor adoptă circuite de funcționare cu impulsuri.
2. Traductoarele și detectoarele sînt interschimbabile.
3. Fiabilitate înaltă prin folosirea transistoarelor cu siliciu, a condensatoarelor cu tantal și a circuitelor integrate.
4. Se asigură transmisia semnalului între detector și traductor de maximum 150 metri.

HOKUSHIN a încheiat un contract de colaborare cu Industrialimport pentru fabricarea în România de aparatură industrială, după licența uzinelor HOKUSHIN.

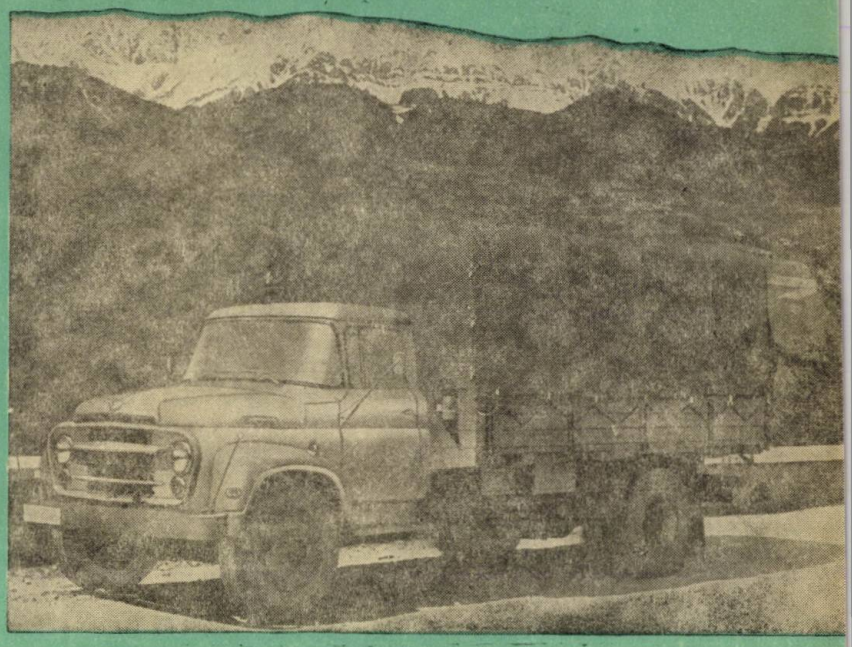
HOKUSHIN ELECTRIC WORKS, LTD.

Birourile centrale : 30—1, 3-chome, Shimomaruko, Ohta-ku, Tokyo, Japonia
Adresa telegrafică : „TOKIOHOKUSIN" TOKYO
Telex : 246 — 6073/TOKHOKUSHIN TOK

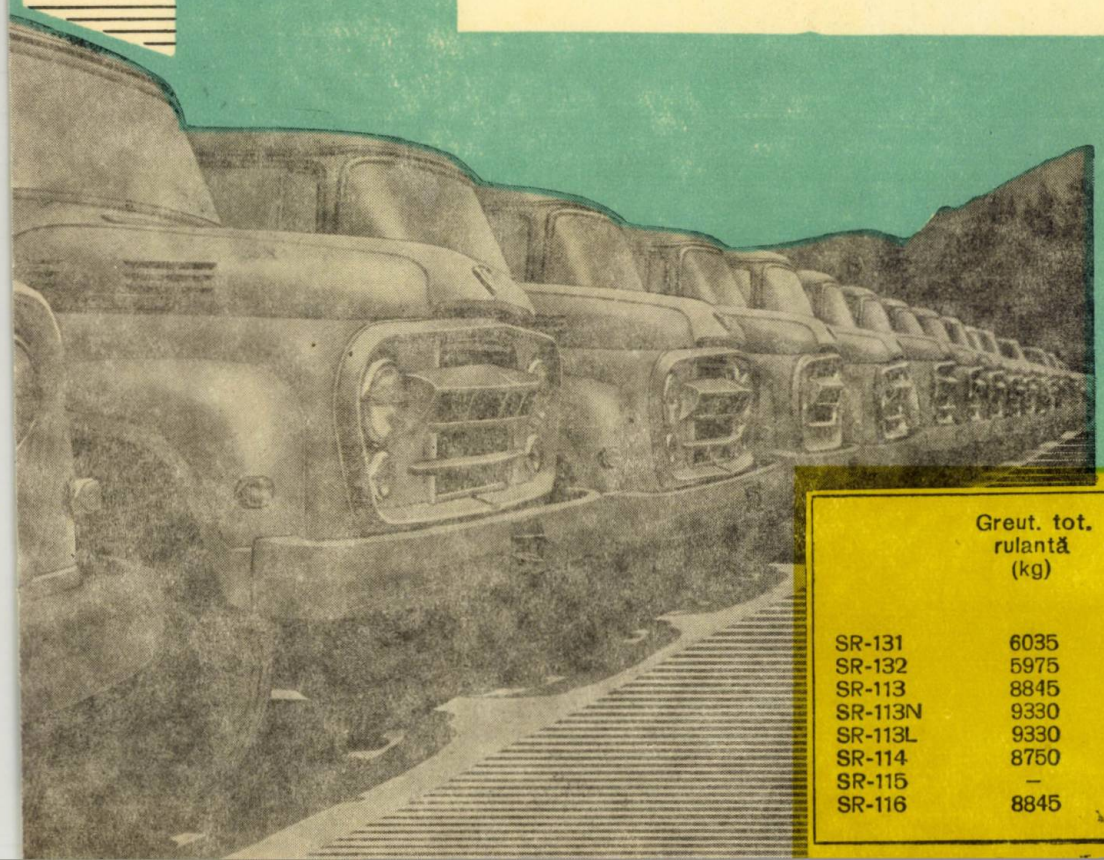
PUBLICOM

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAȘOV

Vă oferă:



Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesitățile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

FEA
produce elemente de automatizare electronice în sistem unificat sau neunificat, complet transistorizate
PRECIZIE
SIGURANTĂ ÎN FUNCTIONARE
COMODITATE ÎN EXPLOATARE
ÎNTREȚINERE USOARĂ
FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMAȚIZĂRI
București, Calea Floreasca 242-244, sect. II, tel. 33.26.60
ROMÂNIA

1971 JAN 16

E 2551

BCTK

REFERATIVA

AUTOMATICA și ELECTRONICA

4

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 14 • Nr. 4 • IULIE — AUGUST 1970

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO
ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTORUL 2
TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

IPRS BĂNEASA

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

Vizitaţi-ne la

TÎRGUL INTERNAŢIONAL
BUCUREŞTI

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

. 14 (1970) nr. 4 (iulie—august) p. 143—194

CUPRINS

681.326.33 : 621.318.1 : 621.38.049

pa, I. :

ıtribuţii la studiul registrelor de deplasare bitact realizate miezuri de ferită.

omatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 143—150

Analizînd metodele folosite pentru dimensionarea circuite- de comutaţie cu miezuri de ferită, se stabilesc relaţii ıtru calculul timpilor de comutaţie şi al tensiunilor induse înfăşurări.

621.373.431.1 :621.38.049—181.4

)concios, I. :

ıplificatoare operaţionale integrate.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 150—153

Se prezintă posibilităţile utilizării unui circuit integrat otorola, tip MC 1709) ca amplificator de măsurare.

621.316.923.9

)isman, W. :

ıriere de siguranţă, metodă modernă de protecţie antiexplo-vă cu siguranţă intrinsecă.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 153—161

Se analizează avantajele protecţiei antiexplozive cu sigu-nţă intrinsecă, insistîndu-se asupra variantei moderne, zată pe utilizarea unor bariere de siguranţă.

681.124 :681.175 :621.38

)enaru, D. şi *Cătănescu, V.* :

ımărătorul portabil cu cronometru electronic NP—537 A.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 161—166

Este descris numărătorul portabil cu cronometru, produs serie la IFA; se dau principiul de funcţionare, schemele gice şi electronice, precum şi posibilităţile de utilizare ca ımărător, ca cronometru şi ca aparat combinat.

681.32

)ber, T. :

ımator rapid pentru blocul aritmetic al unui calculator ımerie paralel.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 166—171

Se prezintă o analiză comparativă a mai multor tipuri de matoare şi o schemă originală.

681.332 : 621.317.789

)pa, Al. :

ılculul consumului de energie electrică cu ajutorul calcu-toarelor electronice analogice.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 172—176

Se urmăreşte stabilirea consumului de energie electrică cu utorul calculatoarelor electronice în cazul tracţiunii fero-are electrice.

621.317.39.084.2 : 531.76

alcu, I. :

'aductoare corelative pentru măsurarea vitezelor şi deplasă-lor.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul-aug 1970, p. 177—181

Se studiază o clasă nouă de traductoare de viteză şi depla-re, a căror funcţionare se bazează pe principiul corelaţiei oceselor aleatorii.

621—55 : 681.332

elcu, D. :

'incipii noi în construcţia regulatoarelor pneumatice analogice.

tomatica şi Electronica **14**, nr. 4, iul—aug 1970, p. 181—190

)UTĂŢI 190

CENZII 192

)CUMENTARE 193

ONICĂ 193

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academie Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Cons liului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republic Socialistă România, este editată de Oficiul de documentai și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureș Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: redactor șef: 14.90.2 Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telef secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Tel fon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele contul nostru de virament 40060300 Banca Națională Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Ta pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pent muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul un exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Info mația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 544

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G. nr. 10/9112/1969.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 681.326.33 : 621.318.1 : 621.38.049

Попа, И.:

Исследование регистров двухтактного смещения, осуществленных с ферритовым сердечником.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 143–150

Анализируя методы, применяемые при определении размеров коммутационных контуров с ферритовым сердечником, устанавливаются соотношения для расчета времени коммутации и индуктированного напряжения в обмотках.

ДК 621.373.431.1 : 621.38.049 – 181.4

Бокончиос, И.:

Интегрированные операционные усилители.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 150–153

Излагаются возможности применения интегрированного контура (Моторола, тип МС 1709) в качестве измерительного усилителя.

ДК 621.316.923.9

Ройсман, В.:

Предохранительные барьеры, современный метод противовзрывчатой защиты с внутренним предохранителем.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 153–161

Анализируются преимущества противовзрывчатой защиты с внутренним предохранителем, отмечая современный вариант, основывающийся на защитных барьерах.

ДК 681.124 : 681.175 : 621.38

Поенару, Д. и *Кэтэнеску, В.:*

Переносной счетчик с электронным хронометром НП-537 А.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 161–166

Описывается переносной счетчик с хронометром, серийного производства ИФА; излагаются принципы работы, логические и электрические схемы, а также возможности его использования в качестве счетчика, хронометра и комбинированного прибора.

ДК 681.32

Гебер, Т.:

Быстродействующее суммирующее устройство для арифметического блока параллельной вычислительной цифровой машины.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 166–171

Приводится сравнительный анализ нескольких типов суммирующих устройств и оригинальная схема.

ДК 681.332 : 621.317.789

Попа. Ал.:

Расчет расхода электроэнергии при помощи аналоговых электронных вычислительных машин.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль–август 1970, стр. 172–176

Приведены работы по установлению расхода электроэнергии при помощи электронных вычислительных машин в случае электрической железнодорожной тяги.

ДК 621.317.39.084.2 : 531.76

Палку, И.:

Корреляционные датчики для измерения скорости и смещений.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 177–181

Изучается новый класс датчиков скорости и смещения, работа которых основана на принципе корреляции случайных процессов.

ДК 621–55 : 681.332

Петку, Д.:

Новые принципы в конструкции аналоговых пневматических регуляторов.

Automatica şi Electronica **14**, № 4, июль—август 1970, стр. 181–190

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 190
РЕЦЕНЗИИ 192
ДОКУМЕНТАЦИА 193
ХРОНИКА 193

INHALTSVERZEICHNIS

DK 681.326.33 : 621.318.1 : 621.38.049

Popa, I.:

Beiträge zum Studium der Bitaktverschiebungsregister, welche durch Ferritkernen erzeugt werden.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 143–150

Durch Analyse der zur Bemessung der Kommutierungskreise mit Ferritkernen angewandten Methoden werden Beziehnugen zur Berechnung der Kommutierungszeiten und der in die Wicklungen induzierten Spannungen abgeleitet.

DK 621.373.431.1 : 621.38.049 – 181.4

Boconcios, I.:

Integrierte operationelle Verstärker.

Automatica i Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 150–153

Man zeigt die Möglichkeiten der Verwendung eines integrierten Kreises (Motorola, Type MC 1709) als Messverstärker.

DK 621.316.923.9

Roisman, W.:

Sicherheitsschranken, eine moderne explosionssichere Schutzmethode mit eingebauter Sicherung.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 153–161

Man bespricht die Vorteile des explosionssicheren Schutzes mit eingebauter Sicherung, wobei auf die moderne Variante der Verwendung von Schutzschranken näher eingegangen wird.

DK 681.124 : 681.175 : 621.38

Poenaru, D. und *Cătănescu, V.:*

Der tragbare Zähler mit elektronischem Chronometer NP-537A.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 161–166

Man beschreibt den tragbaren Zähler mit Chronometer, welcher bei IFA serienmässig erzeugt wird; man erklärt das Funktionieren, zeigt die logischen und elektronischen Schemas sowie die Möglichkeiten seiner Anwendung als Zähler, Chronometer und kombinierter Apparat.

DK 681.32

Geber, T.:

Schellsummierer för den arithmetischen Block eines parallelen numerischen Rechners.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 166–171

Angegeben wird eine Vergleichsuntersuchung mehrerer Typen von Rechnern sowie ein Originalschema.

DK 681. 332 : 621.317.789

Popa, Al.:

Die Berechnung des Verbrauchs elektrischer Energie mit Hilfe der elektronischen Analogrechner.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 172–176

Man verfolgt die Feststellung des Verbrauchs an elektrischen Energie mit Hilfe der elektronischen Rechner für den Fall der elektrischen Zugförderung.

DK 621.317.39.084.2 : 531.76

Palcu, I.:

Korrelative Uebertrager zur Messung der Geschwindigkeiten und Wege.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli--August 1970, S. 177–181

Man untersucht eine neue Klasse von Uebertragern für Geschwindigkeit und Weg, deren Funktionieren auf dem Prinzip der Korrelation von aleatorischen Vorgängen beruht.

DK 621–55 : 681.332

Petcu, D.:

Neue Prinzipien im Bau von pneumatischen analogischen Reglern.

Automatica şi Electronica **14**, H. 4, Juli-August 1970, S. 181–190

NEUES 190
BUCHBESPRECHUNG 192
DOKUMENTATION 193
CHRONIK 193

SOMMAIRE

CD 681.326.33 : 621.318.1 : 621.38.049

Popa, I. :

Contributions à l'étude des registres de déplacement bitact réalisés avec des noyaux en ferrite.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 143 – 150

En analysant les méthodes utilisées pour dimensionner les circuits de commutation à noyaux en ferrite, on établit des relations pour le calcul des durées de commutation et des tensions induites dans les enroulements.

CD 621.373.431.1 : 621.38.049 – 181.4

Boconcios, I. :

Amplificateurs operationnels intégrés.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 150 – 153

On présente les possibilités de l'utilisation d'un circuit intégré (Motorola, type MC 1709) comme amplificateur de mesurage.

CD 621.316.923.9

Roisman, W. :

Barrières de sûreté, méthode moderne de protection antiexplosive à sûreté intrinsèque.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 153 – 161

On analyse les avantages de la protection antiexplosive à sûreté intrinsèque, en insistant sur la variante moderne, basée sur l'utilisation de quelques barrières de sûreté.

CD 681.124 : 681.175 : 621.38

Poenaru, D. et *Cătănescu, V.* :

Le compteur portable à chronomètre électronique NP – 537A.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet août 1970, p. 161 – 166

On décrit le compteur portable à chronomètre, produit en série par l'I.F.A. ; on présente le principe du fonctionnement, le schéma logique et électronique, ainsi que les possibilités d'utilisation comme compteur, comme chronomètre et comme appareil combiné.

CD 681.32

Geber, T. :

Appareil rapide pour calculer la somme du bloc arithmétique d'un calculateur numérique parallèle.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 166 – 171

On présente une analyse comparative de plusieurs types d'appareils pour calculer la somme ainsi qu'un schéma original.

CD 681. 332 :621.317.789

Popa, Al. :

Le calcul de la consommation d'énergie électrique à l'aide des calculateurs électroniques analogiques.

Automatica şi Electronica **14**, no 4 juillet-août 1970, p. 172 – 176

On tâche d'établir la consommation d'énergie électrique à l'aide des calculateurs électroniques, dans le cas de la traction ferroviaire électrique.

CD 621.317.39.084.2 : 531.76

Palcu, I. :

Traducteurs corrélatifs pour mesurer les vitesses et les déplacements.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 177 – 181

On étudie une nouvelle classe de traducteurs de vitesse et de déplacement, dont le fonctionnement est basé sur le principe de la corrélation des processus aléatoires.

CD 621 – 55 : 681.332

Petcu, D. :

Nouveaux principes dans la construction des régulateurs pneumatiques analogiques.

Automatica şi Electronica **14**, no. 4, juillet-août 1970, p. 181 – 190

NOUVEAUTÉS 190
COMPTE RENDU 192
DOCUMENTATION 193
CHRONIQUE 193

CONTENTS

DC 681.326.33 :621.318.1 :621.38.049

Popa, I. :

Contributions to the study of two-time displacement registers achieved with ferrite cores.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july--august 1970, p. 143 – 150

Analysing the methods used in dimensioning commutation circuits with ferrite cores, the author establishes relations for the calculation of commutation times and induced tensions in windings.

DC 621.373.431.1 : 621.38.049 – 181.4

Boconcios, I. :

Integrating operational amplifiers.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july--august 1970, p. 150 – 153

The paper presents the possibilities to utilise an integrating circuit (Motorola, type MC 1709) as measuring amplifier.

DC 621.316.923.9

Roisman, W. :

Safety barriers, modern explosionproof methods based on intrinsic safety.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july-august 1970, p. 153 – 161

The paper analyses the advantages of explosionproof methods based on intrinsic safety, describing the modern variant based on safety barriers.

DC 681.124 : 681.175 : 621.38

Poenaru, D. and *Cătănescu, V.* :

Portable counter with electronic chronometer NP – 537A.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july--august 1970, p. 161 – 166

The authors describe the portable counter provided with a chronometer serially produced by IFA, the operation principles, the logical and electronic diagrams, and the possibilities to use it as a counter, a chronometer or as a combined apparatus.

DC 681.32

Geber, T. :

Rapid summation instrument for the arithmetic block of a paralel digital computer.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july--august 1970, p. 166 – 171

The author carries out a comparative analysis of several types of adders, presenting also an original diagram.

DC 681.332 : 621.317.789

Popa. Al. :

Calculation of electric power consumption utilizing analogue computers.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july-august 1970, p. 172 – 176

The paper presents a method for the calculation of power consumption in electric railways traction by means of electronic computers.

DC 621.317.39.084.2 : 531.76

Palcu, I. :

Correlation transducers for the measurement of speeds and displacements.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july-august 1970, p. 177 – 181

The author studies a new class of speed and displacement transducers based on the principle of the correlation of stochastic processes.

DC 621 – 55 : 681.332

Petcu, D. :

New principles in the building of analogous pneumatic regulators.

Automatica şi Electronica **14**, nr. 4, july--august 1970, p. 181 – 190

NEWS 190
BOOK REVIEW 192
DOCUMENTATION 193
CHRONICLE 193

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 143 — 194) nr. 4, iulie—august Bucureşti, 1970

MŰSZAKI KÖNYVTÁRI ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1983

Ing. I. POPA

Contribuţii la studiul registrelor de deplasare bitact realizate cu miezuri de ferită

Prezenta lucrare se referă la registrul bitact care utilizează ca elemente de comutaţie miezuri de ferită cu ciclul de histerezis dreptunghiular (CHD) şi la care informaţia inversă este complet eliminată prin conectarea adecvată, în cuadripolii de cuplaj între miezuri, a unor chei cu transistoare (fig. 1).

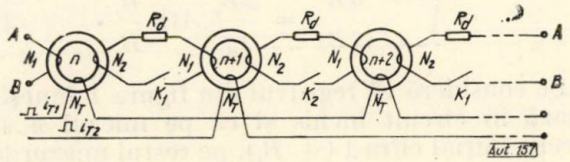


Fig. 1

Analizînd metodele folosite în literatură pentru dimensionarea circuitelor de comutaţie cu miezuri de ferită, se dă o rezolvare aproximativă a ecuaţiilor diferenţiale ce descriu procesele electromagnetice de comutaţie, se stabilesc relaţii de calcul pentru timpii de comutare, tensiunile induse în înfăşurări şi curenţii din buclele de cuplaj, relaţii care permit dimensionarea circuitului.

Verificările experimentale cu care se încheie lucrarea conduc la aprecierea erorilor ce afectează metoda propusă, precum şi la unele consideraţii asupra relaţiilor de calcul date în literatura de specialitate.

1. Mărimi utilizate şi metoda de calcul

În studiul considerat se presupun cunoscute din literatura de specialitate (spre exemplu [1] — [6], [11]), comportarea miezurilor de ferită cu CHD ca elemente de comutaţie, definirea parametrilor statici şi dinamici, în strînsă legătură cu ecuaţia diferenţială a stării dinamice (relaţia (3)) ce intervine la remagnetizarea feritelor prin impuls, cerinţele impuse în general circuitelor ce constituie registre de deplasare, precum şi greutăţile ce apar în rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale care descriu procesele electromagnetice în astfel de circuite, datorită caracterul lor neliniar.

Se consideră că miezurile cu care se realizează registrul sînt identice ca dimensiuni geometrice şi din punct de vedere al proprietăţilor magnetice statice şi dinamice.

Dimensiunile geometrice ale miezurilor inelare sînt :

d_e — diametrul exterior, în m ;

d_i — diametrul interior, în m ;

$l = \pi \dfrac{d_e + d_i}{2}$ — lungimea medie, în m ;

h — înălţimea, în m;

$A = h \dfrac{d_e + d_i}{2}$ — secţiunea transversală, în m².

Principalii parametri statici şi dinamici cu care se operează sînt definiţi în literatură [5], [6] după cum urmează :

$H_m^{A/m}$ — valoarea maximă nominală a intensităţii cîmpului magnetic, realizată în miez, la excitarea cu un impuls de curent (i_{T1}, i_{T2}) dreptunghiular (durata timpului de creştere t_c

neglijabilă, supracreşterea $\delta \leqslant 5\,\%$, căderea palierului $\varepsilon = (5-10)\,\%$;

$H_c^{A/m}$ — cîmpul coercitiv al miezului, corespunzător ciclului de histerezis limită;

B_r^{Wb/m^2} — inducţia magnetică remanentă a miezului, corespunzătoare ciclului de histerezis limită;

B_s^{Wb/m^2} — inducţia magnetică de saturaţie a miezului, corespunzătoare la un H_m pe ciclul limită de histerezis;

$\alpha = \dfrac{B_r}{B_s}$ — coeficientul de rectangularitate al ciclului de histerezis limită, unde B_s corespunde la $H_m = 5\ H_c$;

$\left(\dfrac{dB}{dt}\right)_m$ — valoarea maximă a derivatei inducţiei magnetice în miez, la excitarea cu H_m, determinată prin oscilografierea tensiunii electromotoare induse într-o înfăşurare a miezului (fig. 2, b);

τ^{sec} — timpul de comutare (basculare); reprezintă timpul necesar pentru a trece miezul din starea $-B_r$ în $+B_r$ (şi invers) sub acţiunea cîmpului H_m; se determină ca şi $\left(\dfrac{dB}{dt}\right)_m$;

$H_0^{A/m}$ — intensitatea cîmpului magnetic de start ($H_0 > H_c$); variază de la un miez la altul şi reprezintă un cîmp prag începînd cu care în miez au loc procese de remagnetizare ireversibile, pe ciclul limită, ceea ce este tot una cu a spune că pentru $H_m > H_0$ curbele $\dfrac{1}{\tau} = f_1\left(H_m\right)$ şi $\left(\dfrac{dB}{dt}\right)_m = f_2(H_m)$ sînt liniare (fig. 2, a);

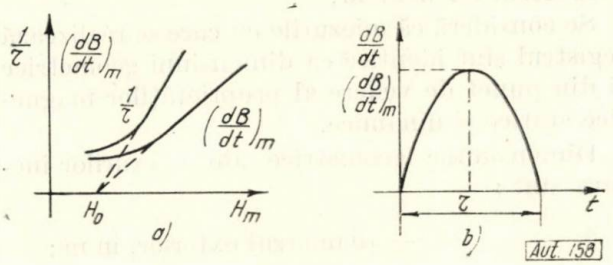


Fig. 2

$$S_w = (H_m - H_0)\ \tau \qquad (1)$$

reprezintă constanta de comutare a miezului, determinată experimental cu ajutorul curbei $\dfrac{1}{\tau} = f_1\,(H_m)$;

$$r_m^{\Omega/m} = \frac{\left(\dfrac{dB}{dt}\right)_m}{H_m - H_0} \qquad (2)$$

reprezintă rezistenţa dinamică maximă a miezului, determinată experimental cu ajutorul curbei $\left(\dfrac{dB}{dt}\right)_m = f_2\,(H_m)$.

Ecuaţia stării dinamice dată în literatură pentru magnetizarea miezurilor de ferită, cu impulsuri H_m dreptunghiulare, este de forma:

$$\frac{dB}{dt} = r\ (B)\ [H_m - H_0], \qquad (3)$$

unde:

$$r\,(B)^{\Omega/m} = r_m\left(1 - \frac{B^2}{B_s^2}\right) \qquad (4)$$

şi reprezintă rezistenţa dinamică a miezului. Trebuie precizat că noţiunea de rezistenţă dinamică caracterizează viscozitatea magnetică a miezului, neavînd nici o legătură cu rezistenţa dinamică cunoscută în electrotehnică.

Ecuaţia (3) este valabilă cînd miezul comută în gol (la înfăşurarea de citire N_2 din figura 1 nu este conectată o sarcină) şi îşi va menţine valabilitatea şi în sarcină cu condiţia ca forma cîmpului activ rezultant, $H_m - H_{reactie} > H_0$, să nu se abată de la forma dreptunghiulară.

Pentru calcule este important să se mai releve următoarele:

a) din studiul comutării miezurilor [2], [24] cu cîmpuri mari $H_m > H_0$, valoarea maximă a derivatei inducţiei în miez apare la $B = 0$, deci la $r(B) = r_m$;

b) la un miez dat se poate calcula:

$$S_w = (H_m - H_0)\ \tau = \int_{t=0}^{t=\tau} \frac{1}{r(B)}\,\frac{dB}{dt}\,dt = \int_{-B_r}^{+B_r} \frac{dB}{r(B)} = \frac{2B_s}{r_m}\,Ath\,\frac{B_r}{B_s}. \qquad (5)$$

Se consideră că registrul din figura 1 funcţionează în circuit închis şi că pe miezul n s-a înscris iniţial cifra 1 ($+B_r$), pe restul miezurilor realizîndu-se cifra 0 ($-B_r$).

Pe durata impulsului i_{T1}, cheia K_1 este închisă, K_2 deschisă, iar pe durata impulsului i_{T2}, invers. Aceasta face ca pe durata impulsului i_{T1} miezul n să se comute din 1 în 0 şi să transmită informaţia numai la dreapta, adică miezului $(n+1)$, care comută în gol sub acţiunea curentului din bucla de cuplaj.

Impulsurile de tact i_{T1} şi i_{T2} sînt obţinute de la generatorul de curent GC (fig. 4), prin închiderea cheilor K_3 şi K_4. Închiderea cheilor K_1, K_2, K_3, K_4 este comandată de către impulsurile U_{T1} şi U_{T2} defazate în timp, obţinute de la generatoarele GU_1 şi GU_2 (fig. 4).

În schemă, R_d reprezintă rezistenţa cheilor K_1 şi K_2 în starea închis, fiind elemente neliniare.

O condiţie esenţială ce se impune pentru ca sistemul să funcţioneze (cifra 1 să circule în circuitul închis prin basculări succesive) este ca $\tau_{n+1} \leqslant \tau_n$, ceea ce impune o dimensionare adecvată a schemei.

Se pot scrie ecuaţiile care descriu procesele electromagnetice ce au loc, în forma :

$$\frac{dB_n}{dt} = r(B_n)\left[H_m - H_0 - \frac{iN_2}{l}\right]; \quad (6)$$

$$AN_2\frac{dB_n}{dt} = iR_d + AN_1\frac{dB_{n+1}}{dt}; \quad (7)$$

$$\frac{dB_{n+1}}{dt} = r(B_{n+1})\left[\frac{iN_1}{l} - H_0\right]. \quad (8)$$

Cu privire la rezolvarea sistemelor de ecuaţii diferenţiale neliniare, care conţin ecuaţiile stării dinamice pentru miezuri ce comută în regim de impuls, pentru diverse tipuri de circuite, se dă în literatură [12] o metodă grafică pentru cazul cu totul particular cînd sarcina miezurilor este formată din circuite cu r, L sau r, c serie, constante. Chiar şi în acest caz particular metoda este însă improprie pentru dimensionarea circuitului, datorită numărului mare de parametri ce intervin în sistem. Se poate aprecia că, în aceste situaţii, metodele de integrare numerică sau grafică pot fi utilizate pentru verificare, după ce în prealabil se rezolvă ecuaţiile, folosind diferite metode aproximative care permit stabilirea de relaţii între parametri.

În general, metodele aproximative de rezolvare a astfel de ecuaţii, folosite în literatură, se pot sistematiza după cum urmează :

a) Metode care în ultimă instanţă folosesc o ecuaţie a stării dinamice dată de Sands $\frac{dB}{dt} = KH_m$ şi, ca urmare, o valoare medie a tensiunii induse :

$$U_{e\,med} = N_2 A\frac{2B_r}{\tau};$$

ele nu descriu procesele rapide de remagnetizare prin impuls a miezurilor [2], [3], [15].

b) Metode ce utilizează o valoare medie a tensiunilor induse, calculate fie cu ajutorul rezistenţei dinamice medii [10], [14] în forma :

$$r(B)_{med} = \frac{2B_r}{S_w},$$

fie cu ajutorul unui factor de formă propus în lucrările lui Bardij [9], cu care se deduce :

$$U_{e\,med} = N_2\frac{A2B_r}{\tau K_t}.$$

În aceste cazuri $U_{e\,max}$, care are o influenţă primordială asupra informaţiei transmise (determină pe $H = \frac{iN_1}{l}$), poate diferi mult de $U_{e\,med}$.

c) Metode care recurg la integrarea ecuaţiilor, ţinînd seamă, în mai mică sau mai mare măsură, de parametrii elementelor neliniare ce intervin în bucla de cuplaj şi neglijînd sau aproximînd pe parcurs anumiţi termeni ai ecuaţiilor, potrivit specificului acestora. Rezultatele calculului sînt verificate obligatoriu pe cale experimentală [7], [8], [10], [11], [13].

Astfel în [8] şi [11] se consideră diodele ca elemente neliniare şi se stabilesc relaţii de calcul pentru timpii de comutare numai în cazul $\tau_n = \tau_{n+1}$, insistîndu-se mai puţin asupra mărimii $\left(\frac{dB}{dt}\right)_m$, importantă pentru aprecierea calităţilor schemei.

În [13], dioda este considerată ca un element static ideal ($R_d = 0$, $R_i = \infty$).

În [7] se confirmă că elementele semiconductoare din buclă pot fi considerate ca statice, dar neglijarea rezistenţei directe poate da erori importante, datorită valorilor mici ale tensiunilor induse (ordin de mărime 10^v).

Lucrarea de faţă se înscrie în categoria lucrărilor prezentate la punctul c, considerînd :

— impulsurile i_{T1} şi i_{T2} practic dreptunghiulare ;

— impulsul de curent în bucla de cuplaj aproximativ dreptunghiular ;

— cheia cu transistoare, element static cu R_d dat şi $R_i = \infty$;

— ciclul de histerezis al miezurilor practic rectangular ($\alpha > 0{,}9$).

2. Calculul timpilor de comutaţie şi al parametrilor buclei de cuplaj

O condiţie esenţială ce se impune pentru ca circuitul realizat să funcţioneze stabil (informaţia să se păstreze în registru un timp nelimitat) este ca miezul $n + 1$ să comute totdeauna mai repede decît miezul n sau să comute simultan :

$$\tau_{n+1} \leqslant \tau_n. \quad (9)$$

Dacă se consideră că miezurile au aceiaşi parametri, realizarea acestei condiţii depinde , la o buclă de cuplaj dată, de valoarea cîmpului de tact $H_m = \frac{i_T N_T}{l}$ aplicat miezului n, care determină în ultimă instanţă amplitudinea şi forma impulsului de curent din buclă, ce excită miezul $n + 1$.

Într-o primă etapă este indicat să se cerceteze starea în care se află miezul n, în momentul în care $n + 1$ începe să comute, ceea ce presupune :

$$H_{n+1} = \frac{iN_1}{l} = H_0. \quad (10)$$

În intervalul $H_{n+1} < H_0$, ecuaţia (8) nu este valabilă, iar (6) şi (7) devin :

$$\frac{dB_n}{dt} = r_m\left(1 - \frac{B_n^2}{B_s^2}\right)\left[H_m - H_0 - \frac{iN_2}{l}\right]; \quad (11)$$

$$AN_2\frac{dB_n}{dt} = iR_d. \quad (12)$$

Din (10), (11) şi (12), notînd $B_s = \frac{B_r}{\alpha}$ şi $H_m - H_0 = H_a$, rezultă pentru $\frac{iN_1}{l} = H_0$:

$$B_n = \pm B_r\frac{1}{\alpha}\sqrt{1 - \frac{H_0 l R_d}{r_m AN_1 N_2 H_a - r_m AN_2^2 H_0}}. \quad (13)$$

Notînd $H_a = KH_0$, unde $K > 1$, din (13) rezultă :

pentru $B_n = 0$ $K = K_0 = \frac{N_2}{N_1} + \frac{lR_d}{r_m AN_1 N_2}$ (14)

şi pentru $B_n = -B_r$ $K = K_0' = \frac{N_2}{N_1} + \frac{lR_d}{(1-\alpha^2)\, r_m AN_1 N_2}$. (15)

Relaţiile (14) şi (15) nu pot servi pentru dimensionarea, în condiţii de stabilitate, a sistemului ($\tau_n \geqslant \tau_{n+1}$), dar stabilesc totuşi faptul, important pentru calcule, că la adoptarea lui $K \geqslant K_0'$ se poate considera că miezurile încep să comute practic simultan, fiind un prim indiciu asupra realizării condiţiei (9). Acest aspect este în general neglijat în literatură.

Presupunînd că s-a adoptat $K > K_0'$, se poate studia pentru ce valoare a lui K sistemul este stabil, utilizînd relaţiile (6), (7), (8), (9).

Ţinînd seamă că la : $t = 0$ $B_n = -B_r$
$B_{n+1} = -B_r$
$t = \tau_{n+1}$ $B_n \leqslant +B_r$
$B_{n+1} = +B_r$
$t = \tau_n$ $B_n = +B_r$
$B_{n+1} = +B_r$

integrînd (6) şi (7) de la $t = 0$ la $t = \tau_n$ rezultă :

$$S_w = H_a\,\tau_n - \frac{N_2}{l}\int_0^{\tau_n} i\,dt; \quad (16)$$

$$AN_2\,2B_r = R_d\int_0^{\tau_n} i\,dt + AN_1\,2B_r, \quad (17)$$

de unde :

$$\tau_n = \frac{S_w + \frac{A2B_r}{lR_d}N_2(N_2 - N_1)}{KH_0}. \quad (18)$$

Substituind curentul i din (6) şi (8), rezultă :

$$\frac{1}{r(B_{n+1})}\frac{dB_{n+1}}{dt} = \frac{N_1}{N_2}\left(H_a - \frac{1}{r(B_n)}\frac{dB_n}{dt}\right) - H_0, \quad (19)$$

ecuaţie care, integrînd-o de la $t = 0$ la $t = \tau_{n+1}$ şi făcînd aproximaţia :

$$\int_0^{\tau_{n+1}}\frac{1}{r(B_n)}dB_n = \int_{-Br}^{B_r}\frac{dB_n}{r(B_n)} \cong S_w, \quad (20)$$

conduce la o relaţie aproximativă pentru timpul de comutare al miezului $n+1$, de forma :

$$\tau_{n+1} \cong \frac{S_w\left(1 + \frac{N_1}{N_2}\right)}{\frac{N_1}{N_2}KH_0 - H_0}. \quad (21)$$

Observînd aproximaţia (20), ar trebui ca relaţia (21) să dea erori mici la $\tau_n = \tau_{n+1}$ şi mai mari pentru $\tau_{n+1} < \tau_n$.

Punînd însă (21) în forma :

$$\tau_{n+1} \cong \frac{S_w}{\frac{N_2}{N_1+N_2}\left(\frac{N_1}{N_2}H_m - H_0\right)} = \frac{S_w}{\frac{N_2}{N_1+N_2}(H_m' - H_0)}, \quad (21')$$

se pot trage următoarele concluzii :

a) Miezul $n+1$ comută în gol sub acţiunea cîmpului creat de curentul din buclă H_m', care se exprimă ca o fracţiune din cîmpul de tact H_m.

Pentru K tinzînd la $\frac{N_2}{N_1}$, H_m' tinde la H_0 şi deci miezul $n+1$ comută la limita de valabilitate a ecuaţiei stării dinamice.

Se impune deci $K > \frac{N_2}{N_1}$.

b) În domeniul $\tau_{n+1} \to \tau_n$, forma impulsului de curent din buclă corespunde unui timp de creştere relativ mare, cîmpul de calcul fiind dat de valoarea medie a acestui curent, care poate fi mult sub valoarea amplitudinii impulsului. Aceasta face ca timpul τ_{n+1} de calcul în acest domeniu să difere mult de cel experimental, erorile fiind mult mai mari decît în domeniul $\tau_n > \tau_{n+1}$.

Acest fapt este semnificativ pentru aprecierea erorilor în cazul în care calculele se fac numai pentru $\tau_n = \tau_{n+1}$ folosind una şi aceeaşi relaţie [8], [10], [11].

Punînd condiţia limită $\tau_n = \tau_{n+1}$ din (18) şi (21), se poate deduce cu aproximaţie valoarea

minimă a raportului $K = \frac{H_a}{H_0} = K_m$ pentru care sistemul funcţionează stabil :

$$K_m = \frac{S_w + \frac{A2B_r}{l R_d} N_2 (N_2 - N_1)}{-S_w + \frac{A2B_r}{l R_d} N_1 (N_2 - N_1)} . \quad (22)$$

În figura 3 este redată funcţia $K_m = f(N_2)$, unde s-a notat $\frac{N_1}{N_2} = n$.

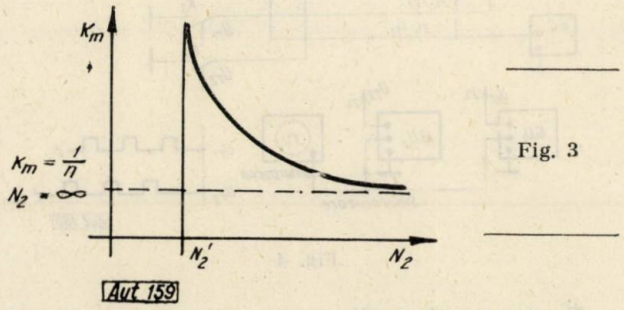


Fig. 3

Pentru :

N_2 tinzînd la $N_2' = \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A2 B_r n (1 - n)}}$ (23)

cîmpul de tact necesar pentru a asigura stabilitatea schemei este mare.

Cîmpul H_m minim posibil $H_{m\infty} = \frac{1}{n} H_0$, corespunde la $N_2 \to \infty$.

Se impune deci :

$$N_2 > \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A2 B_r n (1 - n)}} ,$$

unde obligatoriu $0 < n < 1$.

Adoptînd $n = \frac{1}{2}$, se deduce N_2 corespunzător unui raport $K_{m0} = 3$ acceptabil în practică. Astfel, din (22) rezultă :

$$N_{20} = 4 \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A 2 B_r}} ; \quad (24)$$

$$N_{10} = 2 \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A 2 B_r}} . \quad (24')$$

În scopul reducerii intensităţii cîmpului activ $H_a = K_{m0} H_0$ se poate încerca fie o scădere a lui K_{m0} la $\frac{1}{n}$ ales, fie scăderea lui $K_{m\infty}$ prin mărirea lui n, cu observaţia că, şi într-un caz şi în celălalt, rezultă o creştere a lui N_{20}, ceea ce constructiv poate constitui un inconvenient, la dimensiunile relativ reduse ale miezurilor.

Spre exemplificare :

a) pentru $n = \frac{1}{2}$, $K_{m\infty} = 2$ şi $K_{m0} = 2{,}5$ rezultă din (22) :

$$N_{20} = \sqrt{28} \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A 2 B_r}} ;$$

b) pentru $\frac{1}{n} = 1{,}5$, $K_{m\infty} = 1{,}5$ şi $K_{m0} = 2$ rezultă din (22) :

$$N_{20} = \sqrt{27} \sqrt{\frac{S_w l R_d}{A 2 B_r}} .$$

Dacă în calculul lui N_1 şi N_2 se fac rotunjiri, K_{m0} trebuie recalculat din (22).

Avînd în vedere că raportul K_{m0} este aproximativ, se poate constata experimental o stabilitate a sistemului şi pentru $\frac{N_2}{N_1} < K < K_{m0}$, în acest caz pentru calculul timpilor de comutare fiind însă utilizabilă numai relaţia (18).

Relaţia (21) este valabilă pentru $K \geqslant K_{m0}$, cu observaţia că pentru $K = K_{m0}$ erorile sînt mari.

3. Calculul tensiunilor electromotoare induse şi al curentului în bucla de cuplaj

De regulă, studiile ce se cunosc din literatură, privind registrele de deplasare bitact ([8], [10], [11]) se încheie cu calculul timpilor de comutare în condiţiile prezentate mai sus şi al parametrilor buclei de cuplaj, fără să se dea relaţii privind calculul valorilor maxime ale tensiunilor induse în bobinele miezurilor (respectiv pentru $\left(\frac{dB_n}{dt}\right)_m$ şi $\left(\frac{dB_{n+1}}{dt}\right)_m$) şi pentru valoarea maximă a curentului din bucla de cuplaj, mărimi importante pentru aprecierea calităţilor registrului.

Aproximaţia (20), admisă, permite şi calculul mărimilor menţionate.

Astfel, înlocuind $\frac{dB_{n+1}}{dt}$ din (8) în (7) şi substituind curentul i din (6) în ecuaţia obţinută, rezultă :

$$\frac{dB_n}{dt} = \frac{l H_a R_d + A H_a N_1^2 r(B_{n+1}) - A N_1 N_2 r(B_{n+1}) H_0}{A N_2^2 + A N_1^2 \frac{r(B_{n+1})}{r(B_n)} + \frac{l R_d}{r(B_n)}} . \quad (25)$$

Cunoscînd că la $\frac{dB_n}{dt} = \left(\frac{dB_n}{dt}\right)_m$ corespunde $B_n = 0$, $r(B_n) = r_m$ şi că aproximaţia (20)

conduce la a admite că pentru $\frac{dB_n}{dt} = \left(\frac{dB_n}{dt}\right)_m$ corespunde:

$$B_{n+1} \cong 0, \; r\,(B_{n+1}) \simeq r_m\,, \tag{26}$$

din (25) rezultă:

$$\left(\frac{dB_n}{dt}\right)_m = \frac{H_a l R_d + A r_m N_1 (H_a N_1 - H_0 N_2)}{A\,(N_1^2 + N_2^2) + \frac{l R_d}{r_m}}. \tag{27}$$

Înlocuind (6) în (7) şi substituind pe i din (8), rezultă:

$$\left(\frac{dB_{n+1}}{dt}\right)_m = \frac{A r_m N_2 (H_a N_1 - H_0 N_2) - H_0 l R_d}{A\,(N_1^2 + N_2^2) + \frac{l R_d}{r_m}}, \tag{28}$$

unde se ţine seamă că potrivit relaţiei (20) la:

$$\left(\frac{dB_{n+1}}{dt}\right)_m \text{ corespunde } B_{n+1} = 0,\; B_n \simeq 0.$$

Valoarea maximă a curentului în bucla de cuplaj se poate deduce din (6) în forma:

$$i_m = \left[H_a - \frac{1}{r_m}\left(\frac{dB_n}{dt}\right)_m\right]\frac{l}{N_2}. \tag{29}$$

Relaţiile (27), (28), (29) sînt valabile pentru $K \geqslant K_{m0}$, dînd însă erori mari pentru $K = K_{m0}$.

4. Verificări experimentale

Pentru realizarea schemei din figura 1 s-au ales miezuri avînd în structură oxizi de Mg şi Mn, pentru care s-au determinat:

$d_e = 3 \cdot 10^{-3}$m; $H_0 = 90$ A/m;
$d_i = 2 \cdot 10^{-3}$m; $B_r = 0{,}27$ Wb/m^2;
$h = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$m; $\alpha = 0{,}93$;
$l = 0{,}785 \cdot 10^{-2}$m; $S_{i0} = 60 \cdot 10^{-6}$ Cb/m;
$A = 0{,}6 \cdot 10^{-6}$m; $r_m = 18\,000\,\Omega$/m.

Cunoscînd $R_d = 20\,\Omega$ şi adoptînd $\frac{1}{n} = 2$, $K_{m0} = 3$, din (24) rezultă $N_2 = 21{,}6$ spire. Se adoptă $N_2 = 20$ spire, $N_1 = 10$ spire, $N_T = 10$ spire, şi astfel din (22) şi (15) rezultă $K_{m0} = 3{,}24$, $K_0' = 2{,}52$.

Schema de principiu a instalaţiei utilizate pentru verificările experimentale este redată în figura 4.

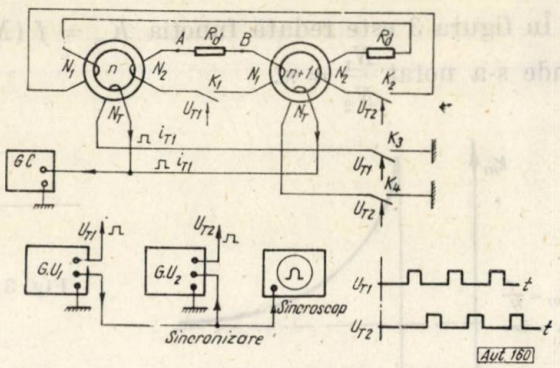


Fig. 4

Pentru oscilografierea impulsurilor de curent s-a utilizat un transformator de măsură.

În tabela 1 sînt redate rezultatele experimentale şi de calcul, precum şi erorile procentuale $\beta\%$ calculate în raport cu datele experimentale pentru diverse valoria le lui $K = \frac{H_a}{H_0}$ la o frecvenţă a impulsului de tact $f = 10$ kHz.

Rezultatele experimentale din tabelă, pentru $H_a = 300$, 390 şi 600 A/m, sînt redate şi în oscilogramele 5—7, 8—10 şi respectiv 11—13.

În oscilogramele 5, 8, 11 apar:

sus — tensiunea U_A — scara 10 V/div.;
jos — curentul i_T — scara 0,235 A/div.;
scara timpului 1 μs/div.

În oscilogramele 6, 9, 12 apar:

sus — tensiunea U_B — scara 10 V/div.;
jos — curentul i_T — scara 0,235 A/div.;
scara timpului 1 μs/div.

Tabela 1

K	H_a A/m	τ_n μs			τ_{n+1} μs			$U_A = N_2 A \frac{dBn}{dt} m$			$U_B = N_1 A \frac{dBn+1}{dt} m$			i A/m		
		calc.	exp.	β%	calc.	exp.	β%	calc.	exp.	β%	calc.	exp.	β%	calc.	exp.	β%
3	270	1,75	1,7	+ 2,9	2	1		5,4	9		3,5	7		0,09	0,110	
3,34	300	1,58	1,4	+12,8	1,5	0,9	66,6	6,85	10	−31,5	4,76	8	−40,5	0,105	0,118	−11
3,64	330	1,43	1,3	+10	1,2	0,75	60	8,6	11	−21,8	6	9	−33,4	0,114	0,129	−11,6
4,34	390	1,22	1,1	+10,9	0,86	0,7	22,8	11,2	12	− 6,7	8,6	10	−14	0,131	0,140	− 6,4
5,3	480	0,99	0,9	+10	0,6	0,55	9,1	15,5	17	− 8,8	12,4	14	−11,4	0,162	0,177	− 8,5
6,66	600	0,97	0,8	−1,25	0,427	0,45	− 5,1	21,3	20	+ 6,5	17,4	18	− 3,341	0,196	0,200	−2

În oscilogramele 7, 10, 13 apar :
sus — tensiunea U_A — scara 10 V/div. ;
jos — curentul din buclă — scara 0,1175 A/div. ;
scara timpului 1 μs/div.

tru care nu se recomandă calculul timpilor de comutaţie cu o relaţie unică (corespunzătoare lui $\tau_n = \tau_{n+1}$). Erorile de calcul devin acceptabile pentru $K > K_{m0}$.

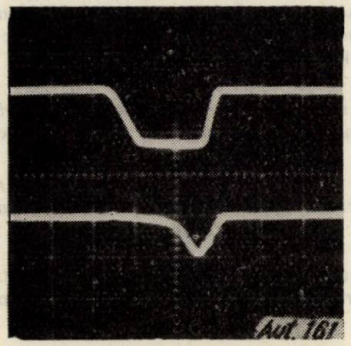


Fig. 5

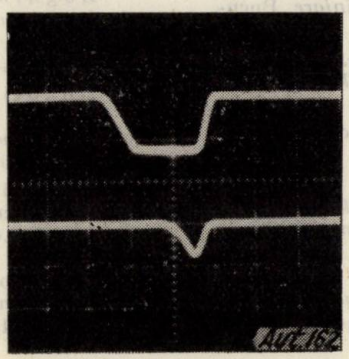


Fig. 6

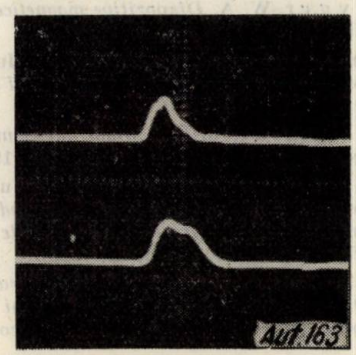


Fig. 7

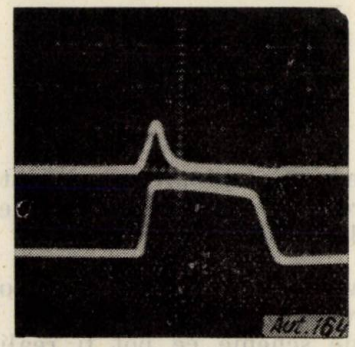


Fig. 8

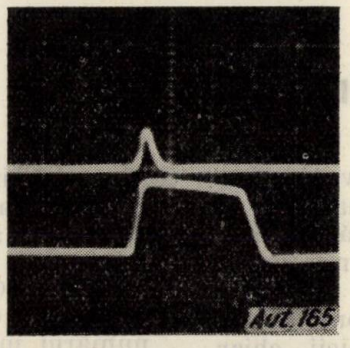


Fig. 9

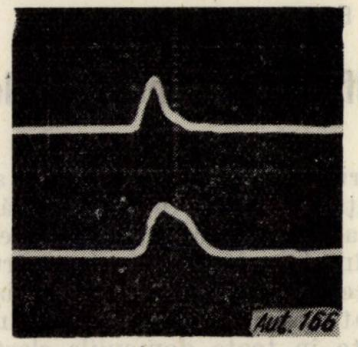


Fig. 10

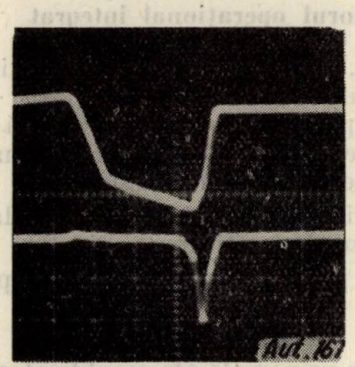


Fig. 11

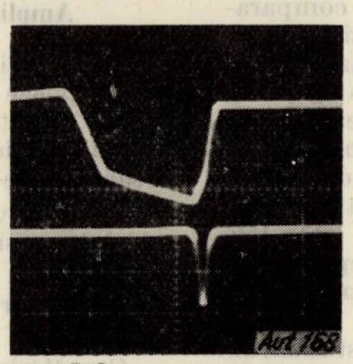


Fig. 12

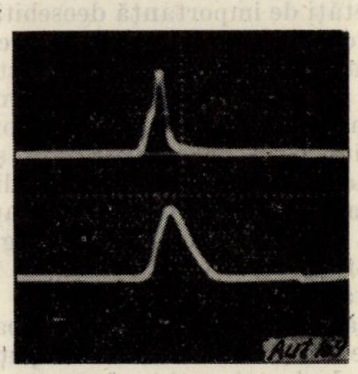


Fig. 13

Din confruntarea rezultatelor calculului cu datele experimentale rezultă în concluzie :

a) Registrul funcţionează şi pentru $K < K_{m0}$, dar relaţiile (21), (27), (28), (29) nu sînt valabile.

b) Rezultatele de calcul pentru $\tau_n = \tau_{n+1}$ ($K = K_{m0}$) dau erori inacceptabile, motiv pentru care nu se recomandă calculul timpilor de comutaţie cu o relaţie unică (corespunzătoare lui $\tau_n = \tau_{n+1}$). Erorile de calcul devin acceptabile pentru $K > K_{m0}$.

c) Timpul de comutaţie τ_n în tot intervalul studiat prezintă erori de ordinul 10% care nu sînt legate de aproximaţia (20).

d) Metoda propusă asigură dimensionarea circuitului pentru o funcţionare stabilă, precum şi calculul timpului τ_n fără erori de metodă. Celelalte mărimi se calculează cu erori acceptabile numai pentru $K > K_{m0}$.

BIBLIOGRAFIE

[1] Rogojan, Al. *Contribuţii la calculul comportării în circuit a miezurilor cu ciclu de histereză rectangular.* In : Bul. Inst. pol. Timişoara, 9 (23), fasc. 1, 1964.

[2] Felea, I. şi col. *Circuite cu tranzistoare în industrie, proiectare şi scheme,* II. Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[3] Cedighian, S. *Ferite.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[4] Geyger, W. A. *Dispozitive magnetice neliniare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[5] Pirogov, A. I., Samaev, Iu. M. *Magnitnie seredeciniki v avtomatike i vicislitelinoi tehnike.* Moscova, Energhia, 1967.

[6] Rosenblat, M. A. *Magnitnie elementi avtomatiki i vicislitelnoi tehniki.* Moscova, Nauka, 1966.

[7] Kuzneţov, A. I., Samaev, Iu. M. *K analizu i sintezi shem, soderjaşcih magnitnie seredeciniki s priamougolinoi petlei ghisterezisa i reaktivnie elementi.* Trudi M.E.I., vipusk 60. Moscova, 1965.

[8] Vedeneev, V. P. *Metodika rasceta parametrov F.D.E., registra sdviga dlia zadanoi zoni ustoicivnoi raboti.* Trudi M.E.I., vipusk 60. Moscova, 1965.

[9] Sorikin, A. P. *Magnitnie elementi vicislitelnih maşin.* Vîşaia şkola. Moscova, 1965.

[10] Blaşov, E. P. *Proiektirovanie magnitnih elementov i ustroistv elektronnih vicislitelinih maşin.* Vîşaia şkola. Moscova, 1966.

[11] Ionov, I. P. *Magnitnie elementi diskretnovo deistvia.* Vîşaia şkola. Moscova, 1968.

[12] Bogoliubov, V. E., Samaev, Iu. M., Loghinov, M. M. *Perehodnie protessi v ţepi, soderjasciei kondensator ili induktivnosti i ferromagnetik imeiuşcii priamougolinuiu petliu ghisterezisa.* In : Elektricestvo, nr. 11, 1961.

[13] Bogoliubov, V. E., Samaev, Iu. M., Frolov. L. B. *Analiz raboti odnotaktovo registra sdviga s ucetom nelineinosti ferromagnetika.* In : Elektricestvo, nr. 7, 1962.

[14] Bogoliubov, V. E., Jarkov, F.P. *K rascetu protessa zariadki kondensatora petliu sviazi, sodejasciuiu tor s P.P.G.* In : Izvestia vîşîh ucebnik zavedenii, nr. 10, 1963.

[15] Zavolokina, E. I. *Magnitnie elementi ţifrovîh vicislitelinîh ustroistvah v radiotehnike.* Moscova, Gosenergoizdat, 1958.

Ing. I. BOCONCIOS

Amplificatoare operaţionale integrate

Apariţia circuitelor integrate a avut o importanţă deosebită în electronică, marcînd, la fel cu apariţia transistoarelor, o etapă calitativ nouă în dezvoltarea ei. În scurt timp de la producerea lor pe cale industrială, circuitele integrate logice şi liniare au început să fie utilizate în toate domeniile electronicii, chiar unde reducerea volumului şi a greutăţii nu era o condiţie imperioasă; aceasta s-a datorit altor proprietăţi de importanţă deosebită în comparaţie cu elementele de circuit clasice, şi anume : fiabilitatea ridicată şi preţul de cost scăzut — aspecte principale care le-au impus — ca şi consumul mic de energie, funcţionarea corectă în limite largi de temperatură şi în condiţii mecanice grele, reducerea cheltuielilor de proiectare, fabricare şi întreţinere a aparaturii etc.

Faţă de circuitele integrate logice, circuitele integrate liniare au întîmpinat la început unele dificultăţi în utilizarea lor pe scară largă, datorită în special varietăţii foarte mari de circuite liniare, care sînt mai puţin standardizate — deci mai puţin adecvate unei producţii de mare serie. O dată cu perfecţionarea tehnicii de proiectare a circuitelor integrate şi cu perfecţionarea tehnologiei de fabricaţie, preţul lor de cost a scăzut simţitor şi ponderea lor este în continuă creştere.

Circuitele integrate liniare pot fi împărţite în următoarele categorii principale :

— amplificatoare diferenţiale (de bandă largă sau îngustă);

— amplificatoare operaţionale;

— alte circuite (comparatoare, amplificatoare de joasă frecvenţă, detectoare, alimentatoare stabilizate etc.).

Dintre acestea, amplificatoarele operaţionale reprezintă categoria cea mai importantă prin numărul mare de scheme ce pot fi realizate cu ele.

Amplificatorul operaţional integrat

În mod ideal, prin amplificator operaţional se înţelege amplificatorul caracterizat prin cîştig infinit, impedanţă de intrare infinită şi a cărui funcţionare depinde numai de reţeaua de reacţie şi de impedanţa internă a sursei.

Practic, valorile pentru cîştig şi impedanţa de intrare sînt mari, dar finite.

În figura 1 se prezintă schema de principiu a amplificatorului operaţional integrat tip MC 1709.

Caracteristicile principale ale amplificatorului sînt următoarele :

— factor de amplificare în circuit deschis 45 000;
— impedanţa de intrare 400 k Ω;
— impedanţa de ieşire 150 k Ω;
— deriva cu temperatura ± 3 μV/°C;
— tensiunea de alimentare ± 15 V;
— valoarea maximă a tensiunii de ieşire ± 14 V;

— tensiunea de intrare diferenţială maximă ± 5 V;
— curentul de sarcină 10 mA;
— puterea disipată maximă 680 mW;
— temperatura de funcţionare — 55°C la + 125°C.

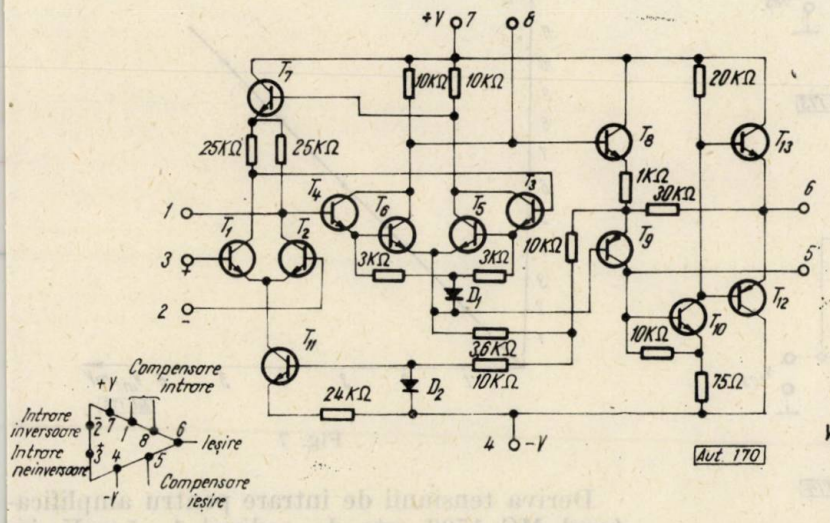


Fig. 1

Caracteristice pentru amplificatoarele operaţionale integrate sînt configuraţia de amplificator diferenţial echilibrat la intrare şi ieşirea asimetrică. Schema amplificatorului este mai complexă decît în cazul realizării cu componente discrete datorită înlocuirii valorilor mari de rezistenţe prin surse de curent constant şi a capacităţilor mari de cuplaj prin amplificatoare diferenţiale cu cuplaj prin emitor. Aceste înlocuiri sînt impuse de procesul tehnologic de fabricaţie a circuitelor integrate, în care este mult mai uşor şi mai ieftin să se realizeze elemente de circuit active decît rezistenţe şi capacităţi de valori mari.

Posibilităţi de utilizare

Amplificatoarele operaţionale integrate au un domeniu larg de aplicare în etaje de amplificare (inversoare, neinversoare, logaritmice, tampon), circuite de calcul (de însumare, de derivare, de integrare, de înmulţire), etaje de

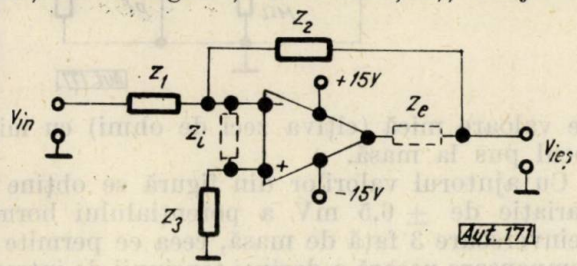


Fig. 2

comparare, formatoare de impuls, multivibratoare etc.

În figura 2 este prezentată schema principială a unui etaj de amplificare inversor.

Etajul este caracterizat de următoarele relaţii:

$$\frac{V_{ieş}}{V_{in}} = -\frac{Z_2}{Z_1 + \dfrac{Z_2 + Z_1}{A_0}};$$

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{Z_2}{A_0} \Big\| Z_i;$$

$$Z_{ieş} = Z_e \frac{1 + \dfrac{V_{ieş}}{V_{in}}}{A_0},$$

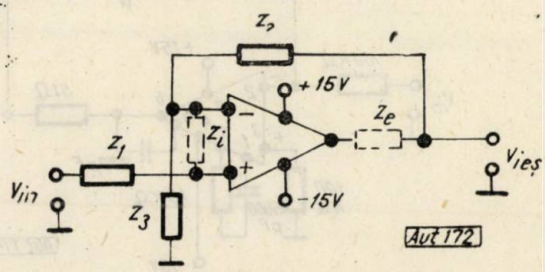


Fig. 3

unde s-a notat prin:

A_0 — factorul de amplificare în circuit deschis;
Z_{in} — impedanţa de intrare a etajului;
$Z_{ieş}$ — impedanţa de ieşire a etajului.

Avînd în vedere valorile mari ale lui A_0, Z_i şi valoarea mică a lui Z_e, cu aproximare se poate scrie:

$$\frac{V_{ieş}}{V_{in}} \cong -\frac{Z_2}{Z_1};$$

$$Z_{in} \cong Z_1;$$

$$Z_{ieş} \cong 0.$$

Schema de principiu a unui etaj de amplificare neinversor este prezentată în figura 3.

În acest caz:

$$\frac{V_{ieş}}{V_{in}} \cong 1 + \frac{Z_2}{Z_1};$$

$$Z_{in} = Z_i \left(1 + \frac{A_0}{V_{ieş}/V_{in}}\right);$$

$$Z_{ieş} = Z_e \frac{V_{ieş}/V_{in}}{A_0}.$$

În figura 4 este prezentată schema de principiu cu valorile elementelor pentru un etaj de derivare, iar în figura 5, pentru un etaj integrator.

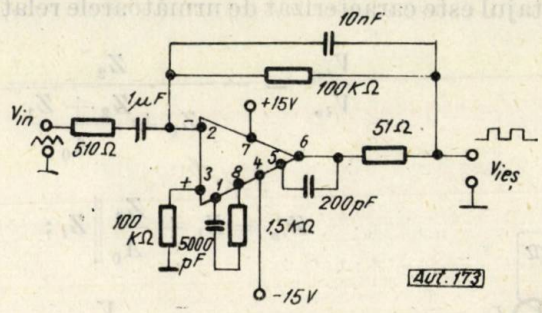


Fig. 4

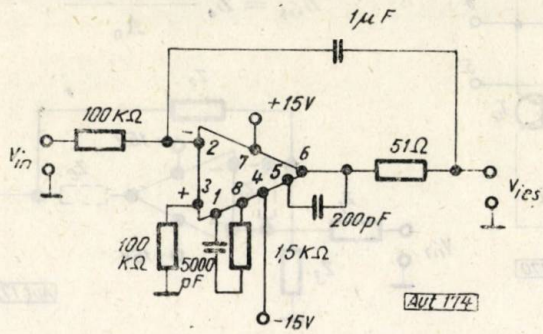


Fig. 5

Rezultate experimentale

S-a realizat cu ajutorul circuitului integrat tip MC 1709 (Motorola) — similar circuitului μA 709 (Fairchild) — un etaj amplificator de măsură, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 6 şi a cărui caracteristică

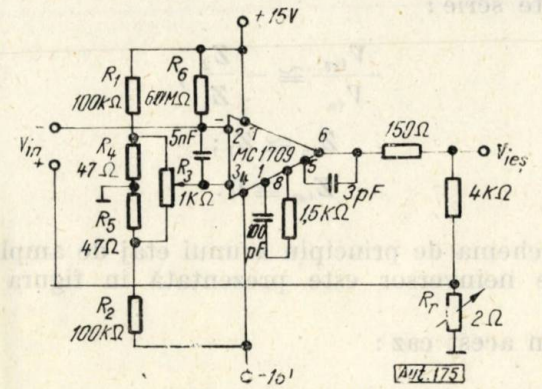


Fig. 6

tensiune de ieşire funcţie de tensiunea de intrare este prezentată în figura 7.

Factorul de amplificare al etajului poate fi variat cu ajutorul rezistenţei de reacţie negativă R_r (fig. 6).

Pentru obţinerea unei bune liniarităţi şi a unei constanţe maxime a caracteristicii de amplificare la variaţia temperaturii şi în timp, o problemă importantă este compensarea derivei.

La ieşirea amplificatorului necompensat, fără a aplica un semnal de intrare, apare o tensiune datorită derivei tensiunii şi curentului de intrare. Aceasta este o consecinţă a imposibilităţii realizării unei identităţi perfecte a transistoarelor din etajul diferenţial de la intrare — T_1 şi T_2 (fig. 1) — în cursul procesului de fabricaţie.

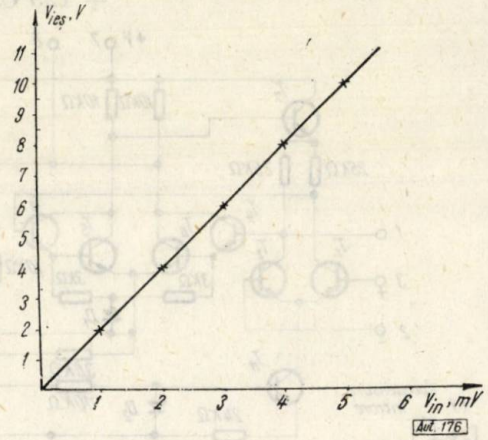


Fig. 7

Deriva tensiunii de intrare pentru amplificatorul MC 1709 este de ordinul 1—5 mV, iar deriva curentului de intrare, de 0,2—0,5 μA, înţelegînd prin aceasta mărimile ce trebuie aplicate la intrare pentru a obţine semnal de ieşire nul.

Compensarea derivei tensiunii de intrare se poate realiza cu ajutorul a diferite scheme. În cazul de faţă, amplificatorul lucrînd cu borna de intrare neinversoare la masă, s-a utilizat divizorul potenţiometric ajustabil, format din rezistenţele R_1 — R_5 (fig. 6).

Potenţiometrul R_3 împreună cu rezistenţele R_4 şi R_5 pot fi înlocuite cu un potenţiometru

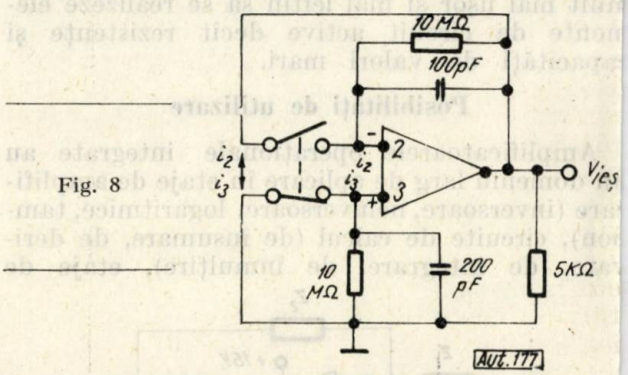


Fig. 8

de valoare mică (cîţiva zeci de ohmi) cu mijlocul pus la masă.

Cu ajutorul valorilor din figură se obţine o variaţie de ± 6,5 mV a potenţialului borne neinversoare 3 faţă de masă, ceea ce permite o compensare uşoară a derivei tensiunii de intrare pentru diferite exemplare ale circuitului integrat.

Pentru compensarea derivei curentului de intrare s-a măsurat acest curent cu ajutorul schemei din figura 8.

Considerînd factorul de amplificare al amplificatorului operaţional infinit, între tensiunea de ieşire şi curenţii de intrare rezultă relaţia :

$$i_{2(3)} = \frac{V_{ieş}}{10\ \text{M}\,\Omega} = \frac{V_{ieş}}{10^7}.$$

În cazul de faţă s-a măsurat $i_2 = 0{,}25$ μA ; $i_3 = 0{,}28$ μA. Compensarea (fixă) a acestor

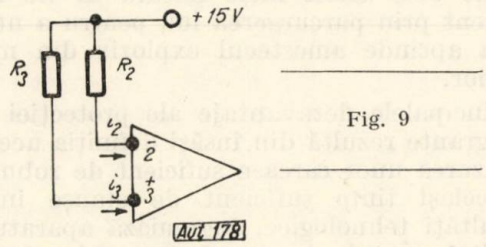


Fig. 9

curenţi se face conform schemei din figura 9, rezistenţele de compensare rezultînd din relaţia :

$$R_{2(3)} = \frac{15\ V}{i_{2\,(3)}}.$$

În figura 6, rezistenţa de compensare este $R_6 = 60$ M Ω. Pentru schema din această figură nu mai este necesară compensarea curentului i_3, borna neinversoare 3 a amplificatorului fiind la potenţialul masei.

Compensarea derivei tensiunii şi curentului de intrare are efect pozitiv şi asupra derivei cu temperatura şi derivei în timp. Este de menţionat că elementele de circuit utilizate pentru compensare trebuie să fie stabile, pentru a nu introduce erori datorite variaţiei valorilor proprii cu temperatura sau în timp.

BIBLIOGRAFIE

[1] Prospect MC 1709, *Motorola Semiconductor Products.*

[2] Philbrick-Nexus Research. *T52 and S52 operational amplifiers.*

[3] S.G.S — Fairchild. *The applications of linear microcircuits.* Londra, 1967.

ıg. W. ROISMAN

ariere de siguranţă, metodă modernă de protecţie antiexplozivă u siguranţă intrinsecă

Un număr mare de procese tehnologice ıoderne implică amplasarea diferitelor categoi de aparate (de măsură, de semnalizare, de eglare etc.) în medii cu pericol de explozie. ceastă situaţie este deosebit de frecventă în ıdustria chimică, petrolieră, minieră etc. unde rocedeele tehnologice sau condiţiile specifice nplică degajarea unor gaze (hidrogen, acetilă, gaz metan) care formează împreună cu xigenul amestecuri explozive. În multe aplicai, considerente legate de asigurarea anumitor erformanţe sau caracteristici fac raţională tilizarea unei aparaturi electrice sau electroice, deşi la prima vedere aparatura pneumatică are cea mai potrivită din punct de vedere al guranţei. În astfel de situaţii este necesară sigurarea unei protecţii antiexplozive. După ım se ştie, există un număr mare de execuţii ıre asigură această protecţie : carcase antieflagrante, protecţii în cuve cu ulei, ventilaţie rţată, siguranţă mărită, protecţie specială, guranţă intrinsecă etc. [1, 14]. În prezentul rticol se vor analiza o serie de aspecte legate de arianta de protecţie antiexplozivă, realizată execuţie cu siguranţă intrinsecă.

1. Protecţia antiexplozivă realizată în execuţie cu siguranţă intrinsecă (SI)

Protecţia în varianta cu SI se bazează pe limitarea energiei electrice din echipamentele amplasate în mediul periculos sau legate cu elemente amplasate în acesta, pînă la valori suficient de scăzute, astfel încît eventualele scîntei să nu poată provoca o explozie. Orice scînteie electrică într-un amestec combustibil aprinde o cantitate din amestecul înconjurător. Pentru explozie este însă necesar să existe o energie suficientă de la scînteie şi de la prima parte a materialului ars, astfel încît să încălzească materialul suplimentar pînă la temperatura de aprindere. Considerînd materialul aprins iniţial ca avînd forma unei sfere, energia eliberată variază cu cubul razei, iar pierderile de căldură variază cu pătratul razei [2]. Deci există o dimensiune şi respectiv o cantitate critică sub care flacăra se stinge şi peste care ea se propagă în explozie. În mod corespunzător, în legătură cu scînteia propriu-zisă se poate defini un nivel de energie critică, de la care începînd ea poate să aprindă o cantitate echivalentă cu cea critică, provocînd astfel explozia.

Pentru ca un echipament sau un circuit electric să prezinte siguranţă intrinsecă este necesar ca scînteile, inclusiv cele din situaţiile de accident, să nu poată provoca explozii în cel mai dificil ansamblu de condiţii posibile. Din aceste definiţii se vede că tehnica siguranţei intrinseci nu se poate aplica la orice echipamente electrice sau la porţiuni ale acestora, ci numai la acelea care nu implică existenţa unor nivele ridicate de energii electrice.

Asigurarea condiţiilor de SI la un circuit electric implică două faze: una de proiectare şi una de verificare experimentală. În faza de proiectare, în afara asigurării performanţelor electrice normale, se urmăreşte o astfel de structurare a circuitului încît în nici un element din circuit să nu se poată acumula o energie mai mare decît cea critică. Pentru aceasta se determină analitic valorile maxime ale tensiunilor şi curenţilor care pot apărea în elementele circuitului şi în special în cele reactive (condensatoare şi inductanţe). Aceste valori se determină pentru cel mai dificil ansamblu de condiţii: combinaţia cea mai defavorabilă de defecţiuni, tensiunea de alimentare maximă etc. Valorile astfel obţinute trebuie să fie mai mici decît valorile critice, furnizate de standarde sub formă de curenţi şi tensiuni de aprindere. De obicei, aceste valori se dau sub forma unor curbe:

$I_{apr} = f(U)$ pentru circuite rezistive,

$I_{apr} = f(L)$; U = const. pentru circuite inductive,

$U_{apr} = f(C)$; I = const. pentru circuite capacitive,

specificîndu-se şi mediul exploziv [3, 4, 5, 14]. Comparaţia se face aplicîndu-se şi un coeficient de siguranţă, recomandat de standardul respectiv în funcţie de metodologia şi camera de explozii utilizate la ridicarea curbelor. Verificarea experimentală a condiţiilor de SI se face în camera de explozii şi este strict necesară pentru eliberarea unui certificat de siguranţă intrinsecă. Ea se face după analiza circuitului de către organul de certificare şi se realizează provocîndu-se artificial un număr de scîntei în mediul exploziv corespunzător, prin întreruperea şi refacerea circuitului în punctele cele mai periculoase.

2. Comparaţie între protecţia prin SI şi cea în construcţie antideflagrantă

Deoarece articolul de faţă se referă la aparatura de automatizare şi în special la sistemele de reglare automată, se va insista asupra perspectivelor care se deschid în acest domeniu protecţiei prin SI comparativ cu protecţia antideflagrantă, cea mai utilizată pentru o astfel de aparatură.

Protecţia antiexplozivă în execuţie antidefla grantă se bazează pe utilizarea unor carcas capabile să suporte explozii interne fără deterio rare. În acest sistem, explozia nu este evitată ci doar localizată, carcasa împiedicînd transmite rea ei în masa gazelor din mediul ambiant. Î cazul în care carcasele nu pot fi realizate comple etanş, interstiţiul de laminare a flăcării rezulta trebuie ales astfel încît flacăra să fie răcit suficient prin parcurgerea lui, pentru a nu ma putea aprinde amestecul exploziv din mediu exterior.

Principalele dezavantaje ale protecţiei anti deflagrante rezultă din însăşi definiţia acesteia Realizarea unor carcase suficient de robuste ş în acelaşi timp suficient de etanşe implic dificultăţi tehnologice, îngreuiază aparatura ş îi ridică preţul. Aceste dezavantaje sînt ma pronunţate în cazul aparatelor cu dimensiun de gabarit mari şi în special în cazul în car trebuie asigurată funcţionarea în medii foart explozive. Astfel, de exemplu, în cazul unu mediu din clasa de explozie I (metan) explozi nu se transmite decît dacă interstiţiul de lam nare este mai mare decît 1 mm, în timp ce î cazul cel mai periculos al clasei de explozie I (hidrogen) explozia se transmite şi pentru u interstiţiu de 0,38 mm. În plus, presiunile l care trebuie să reziste carcasele cresc şi el foarte pronunţat în cazul mediilor foarte explo zive. Acestea sînt explicaţiile pentru care mult sisteme de reglare automată nu acoperă toat categoriile de medii explozive. Sistemele s limitează de obicei la primele trei categor (metan, etan, etilenă), lăsînd descoperită grup IV (hidrogen, acetilenă, sulfură de carbon

Un alt dezavantaj economic al sistemelo antideflagrante este legat de necesitatea utiliz rii unor cabluri speciale. În multe aplicaţi ca de exemplu în cazul rafinăriilor, unde di tanţele dintre camera de comandă şi aparate amplasate pe teren (traductoare, adaptoar elemente de execuţie) sînt mari, costul cablur lor reprezintă o pondere mare în cadrul invest ţiilor totale. Introducerea unui sistem cu S elimină necesitatea acestor cabluri speciale permite economii de ordinul 25—50% din co tul acestora [6].

Sistemele cu SI permit o întreţinere ma uşoară şi mai ieftină, făcînd posibile depană şi reglări fără întreruperea funcţionării.

În afara avantajelor economice amintite ma sus, sistemele cu protecţie prin SI prezintă avantajul unei siguranţe mai mari în caz unor manipulări greşite sau neglijente. Înt adevăr în cadrul acestui sistem nu se poate pro voca o scînteie periculoasă nici chiar în caz unei avarieri intenţionate a aparatului amplas în mediul exploziv, în timp ce în cazul prote ţiei antideflagrante explozia poate rezulta chia şi în urma unei imprudenţe, ca de exemp

desfacerea carcasei pentru a se constata existenţa unei defecţiuni.

Principalele dezavantaje ale sistemelor cu SI sînt legate de lipsa de experienţă în ceea ce priveşte proiectarea şi certificarea unei astfel de aparaturi. Proiectarea unor circuite complexe, care să prezinte siguranţă intrinsecă, necesită o experienţă prealabilă pe circuite simple şi orientarea proiectantului pornind de la specificul fiecărui aparat. De asemenea asigurarea protecţiei prin SI în cazul unor aparate existente, prevăzute pentru aplicaţii normale, nu este în general posibilă fără reproiectări radicale, spre deosebire de protecţia antideflagrantă la care este suficientă adăugarea unei carcase. În ceea ce priveşte certificarea, în cazul aparatelor complexe este necesară o analiză minuţioasă a schemelor de către forul de specialitate, în scopul determinării ansamblului celui mai defavorabil de condiţii la care să fie verificat aparatul în camera de explozii.

Dezavantajele de mai sus sînt deosebit de evidente în cazul în care se urmăreşte realizarea unei aparaturi cu siguranţă intrinsecă totală. Prin aceasta se înţelege că întreaga aparatură, de exemplu o întreagă buclă de reglare automată, poate fi amplasată în mediu periculos, fiecare element sau aparat — singur sau în combinaţie cu celelalte — prezentînd o siguranţă intrinsecă. Practic, această situaţie este foarte dificil de realizat, din cauza necesităţii de a limita nivelele de energie în toate circuitele care intervin în bucla de reglare. De asemenea trebuie analizat un număr foarte mare de combinaţii posibile de defecţiuni. În sfîrşit, această variantă exclude alimentarea vreunuia dintre aparate de la reţeaua electrică, fiind obligatorie utilizarea unor baterii locale. Din motivele arătate, în stadiul actual al tehnicii, varianta nu s-a impus.

În acest articol nu se analizează nici cazul sistemelor hibride, în cadrul cărora se combină circuite cu SI cu aparate în execuţii antideflagrante. Sistemul acesta reduce mult din avantajele siguranţei intrinseci şi prezintă dificultăţi de exploatare şi întreţinere, din cauza caracterului său eterogen.

Sistemele care s-au impus pe plan mondial sînt cele cu siguranţă intrinsecă parţială. Varianta clasică a unui astfel de sistem, aplicat la un circuit de reglare automată a temperaturii este reprezentată în figura 1.

Traductorul T (de exemplu un termocuplu sau o termorezistenţă), adaptorul de ieşire AE (de exemplu un convertor electropneumatic) şi elementul de execuţie EE (o vană) se realizează cu siguranţă intrinsecă totală şi se amplasează în mediul periculos. Aparatele care au legătură cu elementele din mediul periculos se realizează cu siguranţă intrinsecă parţială. Astfel, adaptorul de intrare AI prezintă SI la intrare, iar regulatorul R prezintă SI la ieşire. Aparatul indicator sau înregistrator I, care nu are legătură cu mediul periculos, este realizat în execuţie normală. În această variantă o parte din circuitele aparatelor AI sau R pot lucra cu nivele ridicate de energii, limitările referindu-se numai la circuitele de intrare sau de ieşire,

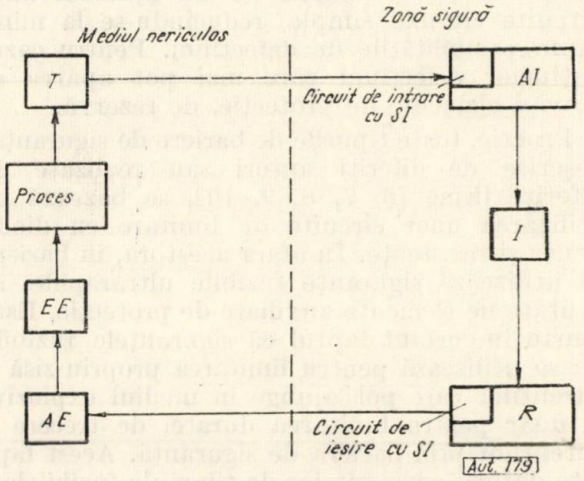


Fig. 1. Circuit de reglare automată a temperaturii, cu siguranţă intrinsecă parţială.

legate la aparatele din mediul periculos. În afara unei proiectări care să ţină seamă de acest deziderat este însă necesară şi asigurarea unor precauţii constructive numeroase şi delicate la aparatele amplasate în zona sigură. Acestea au drept scop împiedicarea transferului accidental al energiei spre circuitele cu SI şi se referă la execuţiile cuplelor şi regletelor, separarea circuitelor de alimentare, creşterea distanţelor pe circuitele imprimate, execuţiile speciale la transformatoare, impregnările speciale etc.

Pentru reducerea substanţială a tuturor dezavantajelor analizate, în tehnica modernă tinde să se impună soluţia de aparatură cu siguranţă intrinsecă parţială, bazată pe utilizarea barierelor de siguranţă.

3. Bariere de siguranţă

Barierele de siguranţă sînt elemente de protecţie care se intercalează între aparatura din zona sigură şi cea din mediul periculos. Ele au drept scop limitarea curenţilor şi a tensiunilor care pot apărea în mediul exploziv, la valori nepericuloase, indiferent de defecţiunile aparaturii din mediul sigur [14]. În felul acesta se urmăreşte să se împartă întreaga aparatură în două grupe:

— în mediul periculos se amplasează un număr redus de elemente şi aparate, realizate cu siguranţă intrinsecă totală;

— în zona sigură se amplasează tot restul aparaturii şi în special aparatele care au legătură cu reţeaua de alimentare; la aceste aparate nu mai este necesar să se realizeze circuite de intrare

sau de ieşire cu SI şi nici să se prevadă precauţii constructive speciale.

Între cele două categorii de aparate, deci la separaţia dintre cele două medii, se plasează barierele de siguranţă. Deoarece întreaga siguranţă a instalaţiei se bazează pe aceste bariere, se urmăreşte realizarea lor cu ajutorul unor circuite cît mai simple, reducîndu-se la minimum posibilităţile de defecţiuni. Pentru cazul puţinelor defecţiuni care mai pot apărea se prevăd elemente de protecţie, de rezervă.

Practic, toate tipurile de bariere de siguranţă, descrise de diferiţi autori sau realizate de diferite firme [6, 7, 8, 9, 10], se bazează pe utilizarea unor circuite de limitare cu diode Zener şi rezistenţe. În afara acestora, în bariere se utilizează siguranţe fuzibile ultrarapide, în calitate de elemente auxiliare de protecţie. Este foarte important faptul că siguranţele fuzibile nu se utilizează pentru limitarea propriu-zisă a curenţilor care pot ajunge în mediul exploziv, ci doar pentru limitarea duratei de trecere a curenţilor prin bariera de siguranţă. Acest fapt este datorit constantelor de timp ale fuzibilelor, care sînt mai mari decît durata necesară provocării unei explozii.

Simplificat, o astfel de barieră se prezintă ca în figura 2. Dioda D limitează valoarea

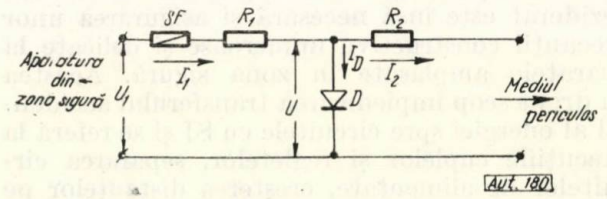


Fig. 2. Schema simplificată a unei bariere de siguranţă.

tensiunii U, iar rezistenţa R_2 limitează valoarea curentului I_2, care pot ajunge în mediul periculos în caz de accident (creşterea excesivă a lui U_1). Rezistenţa R_1 limitează valoarea curentului I_D prin D, iar siguranţa SF limitează durata de trecere a curentului prin R_1 şi D.

Principalele probleme care se pun cu ocazia proiectării unei astfel de bariere sînt legate de satisfacerea a două condiţii contradictorii:

— realizarea SI în cel mai dificil ansamblu de condiţii;

— influenţa minimă a barierei asupra performanţelor aparaturii, în condiţii normale (fără accident).

Aceste condiţii determină alegerea elementelor care alcătuiesc bariera. Prima condiţie implică alegerea unui ansamblu $U-I_D$ de valori minime. Aceasta necesită alegerea unor diode cu tensiuni Zener mici şi a unor rezistenţe R_1, R_2 de valori mari. A doua condiţie implică asigurarea unor valori foarte mici pentru I_D în regim normal (deci funcţionarea diodelor foarte departe de tensiunea Zener) şi utilizarea unor rezistenţe R_1, R_2 cît mai mici (în special în cazul utilizării barierelor în circuitele de măsură). Condiţia impune cerinţe foarte severe pentru diode, care trebuie să fie foarte puternic blocate în regim normal şi să suporte supracurenţi foarte mari în caz de accident. Indirect, aceasta duce la necesitatea unor siguranţe ultrarapide şi de curenţi nominali mici, pentru limitarea eficace a valorii şi a duratei supracurenţilor. În plus, rezistenţa siguranţei trebuie să fie sau foarte mică sau foarte constantă în timp şi cu variaţia temperaturii ambiante.

În cazul utilizării barierelor în anumite circuite de măsură este necesară reducerea valorilor rezistenţelor serie ale barierei pînă la limite foarte scăzute. Acest fapt impune condiţii foarte dificile pentru diodele Zener. Astfel, reducerea lui R_1 face ca supracurenţii prin D să atingă valori inadmisibile pentru diodele Zener, iar reducerea lui R_2 face ca limitarea lui I_2 să nu poată fi realizată decît prin limitarea tensiunilor pe diodă la valori deosebit de scăzute.

Pentru a se evita necesitatea utilizării unor diode Zener speciale s-a analizat posibilitatea de utilizare a unor diode normale, polarizate în sens direct. Astfel se pot admite supracurenţi foarte mari, iar tensiunea U poate fi limitată la valori foarte mici. Deoarece valoarea curentului prin aceste diode, în regim normal (adică cu diodele blocate, deşi polarizate în sens direct cu tensiuni foarte mici), precum şi valorile şi variaţiile tensiunilor directe la diferiţi supracurenţi nu sînt furnizate de cataloage, ele au fost studiate experimental de către autor. S-au obţinut rezultate bune care justifică soluţia propusă (paragraful 5). Dezavantajul acestei soluţii este legat de necesitatea utilizării a cîte două diode în paralel, pentru a se realiza limitarea ambelor polarităţi, în cazul tensiunilor alternative. În cadrul soluţiei normale, dioda Zener asigură în mod natural limitarea tensiunii pentru ambele polarităţi.

4. Utilizarea barierelor de siguranţă în circuitele de reglare a temperaturii

La institutul de proiectare de aparataj electrotehnic şi instalaţii de automatizare — IPA au fost studiate teoretic şi experimental, de către autor, diferite variante de bariere de siguranţă, care permit alcătuirea unor circuite de reglare a temperaturii, cu siguranţă intrinsecă parţială. În figura 3 este reprezentată schema bloc a unui astfel de circuit de reglare a temperaturii, utilizînd aparatura de reglare cu semnale unificate (de exemplu de tip „E" — FEA) şi bariere de siguranţă.

Pentru un astfel de circuit s-au conceput trei tipuri de bariere de siguranţă. În continuare se vor descrie alcătuirea generală şi funcţionarea

acestor bariere, alegerea elementelor, performanţele şi alte rezultate experimentale urmînd a fi analizate în paragraful următor.

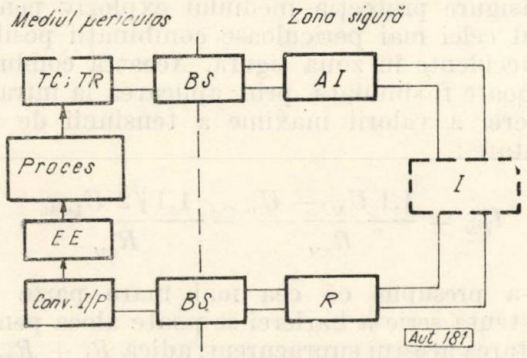


Fig. 3. Circuit de reglare automată a temperaturii, utilizînd bariere de siguranţă.

În figura 4 este reprezentată bariera de siguranţă pentru termocuple. Deşi tensiunea şi puterea termocuplelor sînt evident nepericuloase, bariera trebuie introdusă pentru a se evita ca, în caz de accident, mărimile periculoase

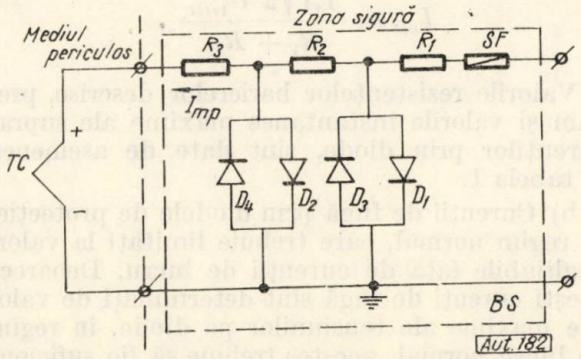


Fig. 4. Barieră de siguranţă pentru termocuple.

din zona sigură să ajungă pînă în mediul exploziv.

Bariera utilizează diode polarizate în sens direct (D_1, D_2), soluţie mult uşurată de tensiunile mici de lucru în regim normal ($e_{TC} \leqslant 50$ mV). Pentru cazul apariţiei unor tensiuni accidentale de curent alternativ, aceste diode sînt dublate de diodele D_3, D_4, montate în sens invers. Ansamblul R_2, D_2, D_4 reprezintă o treaptă de protecţie de rezervă, pentru cazul unei defecţiuni la diodele treptei principale.

În figura 5 este reprezentată o barieră de siguranţă pentru termorezistenţe. Aceasta este o barieră compusă, corespunzătoare cazului frecvent în care alimentarea termorezistenţelor se face prin trei fire. Se introduce cîte o barieră pentru fiecare fir care nu este legat la masă. Pentru firul de alimentare, unde tensiunile de lucru sînt relativ mai mari, se utilizează o barieră clasică cu diode Zener (BS—b). Acest lucru este posibil datorită faptului că pe firul de alimentare se pot intercala rezistenţe serie mai mari în scopul limitării supracurenţilor. Pentru celălalt fir se poate utiliza o barieră

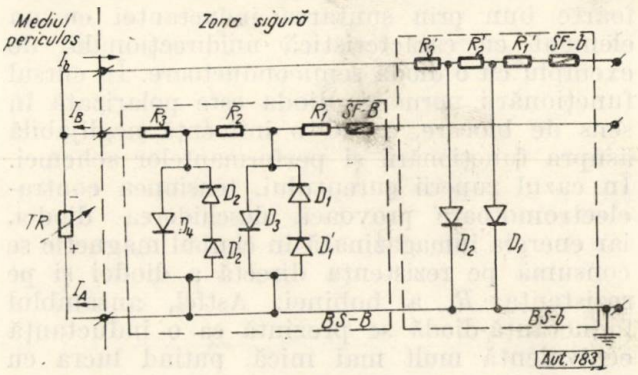


Fig. 5. Barieră de siguranţă combinată, pentru termorezistenţe.

(BS—B), de acelaşi tip cu cea de la termocuple. Singura deosebire constă în faptul că elementul de limitare principal este uneori realizat din cîte două diode în serie (D_1, D_1'; D_2, D_2'), tensiunile de lucru fiind mai mari decît cele din cazul termocuplului.

În figura 6 este reprezentată bariera de siguranţă care se intercalează între regulator şi convertorul electropneumatic amplasat în mediul periculos. Acest caz diferă de cele descrise anterior.

Regulatorul PID admite în circuitul de sarcină valori relativ mari de rezistenţe, ceea ce permite utilizarea unor rezistenţe mari de limitare în cadrul barierei şi deci utilizarea unor diode Zener de puteri moderate. În schimb, circuitul de intrare al convertorului prezintă o valoare mare de inductanţă (bobina dispozitivului magnetoelectric), îngreuind realizarea condiţiei de SI. La valori atît de mari de inductanţe ar trebui să se lucreze cu valori de curenţi mult mai mici decît cele din aplicaţiile normale şi cu atît mai mici decît cele din situaţiile de accident. Pentru rezolvarea acestei situaţii este

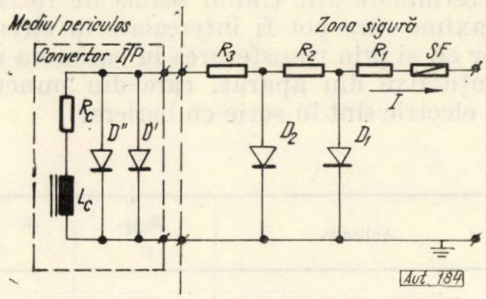


Fig. 6. Barieră de siguranţă pentru convertor electropneumatic.

necesară micşorarea inductanţei echivalente a bobinei convertorului, în scopul limitării posibilităţilor de înmagazinare a energiei în cîmpul magnetic şi în special în scopul limitării cantită-

ţii de energie pe care inductanţa o poate debita în circuitul exterior în caz de accident (energia scînteii). În cazul inductanţelor parcurse numai de curent continuu se poate realiza un rezultat foarte bun prin şuntarea inductanţei cu un element cu caracteristică unidirecţională, de exemplu cu o diodă semiconductoare. În cursul funcţionării normale, dioda este polarizată în sens de blocare, avînd o influenţă neglijabilă asupra funcţionării şi performanţelor schemei. În cazul ruperii curentului, tensiunea contra-electromotoare provoacă deschiderea diodei, iar energia înmagazinată în cîmpul magnetic se consumă pe rezistenţa directă a diodei şi pe rezistenţa R_c a bobinei. Astfel, ansamblul inductanţă-diodă se prezintă ca o inductanţă echivalentă mult mai mică, putînd lucra cu curenţi mari.

Calculul inductanţei echivalente s-a făcut printr-o metodă grafo-analitică [11], care permite determinarea valorii inductanţei pentru orice mediu exploziv dat. Din punct de vedere teoretic s-au obţinut inductanţe echivalente foarte mici. Experimental s-a constatat că eficacitatea diodei (efectul de stingere), deşi suficientă pentru aplicaţiile analizate, este mai mică decît cea teoretică. Acest fapt este datorit regimului tranzitoriu, şi anume vitezei finite cu care se face comutarea diodei din stare de blocare în stare de conducţie.

5. Rezultate experimentale

După cum s-a mai arătat, proiectarea barierei de siguranţă este determinată în principal de valoarea maximă a rezistenţei serie, care poate fi admisă din punct de vedere al circuitului de utilizare :

$$R_{SM} = R_1 + R_2 + R_3 + R_{SF}.$$

Valorile pentru cazul aplicaţiilor analizate, utilizînd aparatura de reglare unificată tip „E"—FEA, sînt date în tabela 1. Aceste valori sînt determinate atît ţinînd seamă de rezistenţele maxime care pot fi intercalate în circuitul exterior cît şi prin transferarea în bariere a unor rezistenţe fixe din aparat, care din punct de vedere electric sînt în serie cu bariera.

Alegerea diodelor se face după două criterii :

a) Supracurenţii maximi care pot apărea în regim de accident. Se impune condiţia ca bariera să asigure protecţia mediului exploziv pentru cazul celei mai periculoase combinaţii posibile de accidente în zona sigură. Această combinaţie poate fi simulată prin aplicarea la intrarea barierei a valorii maxime a tensiunii de alimentare :

$$I_{DM} = \frac{1{,}1\,U_M - U_D}{R_{SM}} \cong \frac{1{,}1\sqrt{2}\,U_{1efM}}{R_{SM}},$$

S-a presupus că cea mai mare parte din rezistenţa serie a barierei se poate aloca pentru limitarea acestui supracurent, adică $R_1 + R_{SF} \gg R_2 + R_3$. Această condiţie se impune să se realizeze la barierele unde valoarea disponibilă a lui R_{SM} este mică (poziţiile 1 şi 2 din tabela 1). În celelalte aplicaţii şi în special în acelea în care limitarea se face la valori mari ale tensiunii U (fig. 2) se alocă pentru rezistenţele R_2 şi R_3 un procent mai mare din R_{SM}. În acest caz, calculul supracurentului se face cu expresia :

$$I_{DM} \cong \frac{1{,}1\sqrt{2}\,U_{1efM}}{R_1 + R_{SF}}.$$

Valorile rezistenţelor barierelor descrise, precum şi valorile instantanee maxime ale supracurenţilor prin diode, sînt date de asemenea în tabela 1.

b) Curenţii de fugă prin diodele de protecţie, în regim normal, care trebuie limitaţi la valori neglijabile faţă de curenţii de lucru. Deoarece aceşti curenţi de fugă sînt determinaţi de valorile maxime ale tensiunilor pe diode, în regim de lucru normal, acestea trebuie să fie suficient de mici în raport cu tensiunile de deblocare a diodelor.

Tensiunile maxime de lucru pe elementele de limitare, pentru aplicaţiile studiate, sînt :

— termocuple : $U_M = e_{TCM} = 50$ mV ;
— termorezistenţe :

BS—B : $U_M = I_A R_{TRM} - I_B R_3 \cong 700$ mV ;

BS—b : $U_M = I_A R_{TRM} + I_B R'_3 \cong 1\,200$ mV ;

Tabela 1

Poziţia	Aplicaţia	R_{SM}, Ω	R_1+R_{SF}, Ω	R_2, Ω	R_3, Ω	I_{DM}, A	U_M, V
1	Termocuple	100	84	1	15	4	0,05
2	Termorezistenţe BS—B	100	84	1	15	4	0,7
3	Termorezistenţe BS—b	850	740	10	100	0,45	1,2
4	Convertor I/P	1 900	900	100	900	0,38	19,5

— convertor electropneumatic : $U_M = I_M (R_c + R_{cablu} + R_3) = 0{,}01\ (1\,000 + 50 + 900) = 19{,}5$ V.

Ţinînd seamă de datele de mai sus, precum şi de un număr mare de măsurători experimentale asupra diferitelor tipuri de diode, s-au ales următoarele elemente principale de protecţie (D_1, D_2) :

— termocuple : diode ZL5, polarizate în sens direct ;

— termorezistenţe :

BS—B : cîte două diode ZL5, în serie, polarizate în sens direct ;

BS—-b : diode ZL5, polarizate în sens invers limitarea în regim Zener) ;

— convertor electropneumatic : cîte două diode ZL12, în serie, polarizate în sens invers.

După cum se vede, toate diodele utilizate sînt producţie Intermetall.

Diodele polarizate în sens direct, ca şi diodele pentru suprimarea alternanţei negative (D_3, D_4), pot fi oricare diodă din seria ZL.

Alegerea diodelor din seria ZL s-a făcut în special, datorită curenţilor de fugă foarte mici în regim de blocare, pînă la tensiuni destul de apropiate de cele de deschidere. Lucrul este valabil şi pentru utilizarea acestor diode în regim de blocare cu tensiuni directe foarte mici, şi anume mult mai mici decît bariera de potenţial a joncţiunii [12].

În tabela 2 sînt furnizate rezultatele experimentale în ceea ce priveşte curenţii de fugă

Tabela 2

Poziţia	Aplicaţia	Dioda	U_D, V	I_f 25 °C	I_f 60 °C
1	Termocuple	ZL5 ...33	+ 0,05	$1{,}5.10^{-9}$	3.10^{-8}
2	Termorezistenţe BS-B	ZL5 ...33	+ 0,35	$0{,}2.10^{-6}$	$3{,}5.10^{-6}$
3	Termorezistenţe BS-b	ZL5	— 1,2	3.10^{-8}	6.10^{-7}
4	Convertor I/P	ZL12	—9,75	5.10^{-8}	10^{-6}

pentru diferitele diode utilizate, atît în regim de polarizare directă, cît şi inversă. Valorile tensiunilor pentru care au fost măsuraţi curenţii de fugă au fost determinate ţinînd seamă de numărul de diode montate în serie, în cadrul elementului de limitare dat. Rezultatele reprezintă valorile medii pentru loturi de cîte 20 de diode.

Valorile curenţilor de fugă permit să se determine erorile introduse de barieră în fiecare aplicaţie, în condiţiile variaţiei temperaturii mediului ambiant. Aceste erori nu prezintă interes decît în cazul creşterii temperaturii şi au fost determinate pentru variaţia acesteia de la 25°C la 60°C (tabela 2).

Astfel, în cazul termocuplelor (fig. 4), curentul total de fugă prin bariera la 60°C este :

$$I_{ft} = I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} + I_{D4} \cong I_{D1} + I_{D2} = 6.10^{-8}\ \text{A}.$$

Admiţînd pentru rezistenţa termocuplului şi a cablelor de compensare o valoare maximă $R'_{TC} = 50\ \Omega$, va rezulta o cădere de tensiune $U_T = R_{TC}\ I_{ft} = 50 \cdot 6 \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 10^{-6}$ V.

În cazul cel mai defavorabil, al termocuplului Pt — PtRh ($U_{TC_M} \cong 10$ mV), rezultă o eroare cu temperatura :

$$\varepsilon_T = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-3}} 100 = 0{,}03\%.$$

În cazul termorezistenţelor (fig. 5), eroarea cu temperatura este determinată în principal de bariera BS—B, care face parte din circuitul de măsură. Efectul barierei BS—b este neglijabil, atît datorită faptului că ea face parte din circuitul de alimentare, cît şi datorită curenţilor de fugă mult mai mici (tabela 2).

Procedînd ca mai sus şi raportînd curentul total de fugă la curentul care parcurge termorezistenţa (2,5 mA), se obţine eroarea cu temperarura la 60°C :

$$\varepsilon_T = \frac{2 \cdot 3{,}5 \cdot 10^{-6}}{2{,}5 \cdot 10^{-3}}\ 100 = 0{,}28\%.$$

În cazul barierei pentru convertorul electropneumatic (fig. 6), curentul total de fugă la temperatura 60°C se raportează la valoarea maximă a curentului de lucru :

$$\varepsilon_T = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{10^{-2}} 100 = 0{,}02\%.$$

Alegerea siguranţelor fuzibile s-a făcut pe criteriul limitării duratei de trecere a supracurenţilor prin diode şi prin rezistenţele serie. S-a lucrat cu siguranţe fuzibile Wickmann. Drept exemplu se dă în continuare cazul barierei pentru termocuple.

Deoarece durata de ardere a unei siguranţe fuzibile nu este garantată nici pentru dublul curentului ei nominal, se aleg siguranţele astfel încît ele să se ardă sigur într-un timp scurt şi la un curent admis de diodă în regim de durată. Arderea rapidă a siguranţei este garantată pentru triplul curentului nominal ($t_{ard} \cong 1$ s).

Conform catalogului [13], dioda ZL5 admite un curent direct maxim $I_{DM} = 1$ A. Din acest motiv se impune pentru siguranţa fuzibilă :

$$I_n \leqslant \frac{1}{3} I_{DM} = 0{,}33\ \text{A}.$$

Drept verificare se compară grafic întreaga caracteristică de ardere a siguranţei cu caracteristica supracurent-durată admisă a diodei. Valorile supracurenţilor admişi de diodă tre-

buie să fie mai mari decît curenţii de ardere ai siguranţei pentru timpii corespunzători. Alegerea siguranţei este însă determinată şi de puterea disipată pe rezistenţa de limitare. În cazul unei siguranţe cu $I_n = 0{,}33$ A, pe rezistenţa serie se va putea disipa în regim de durată o putere :

$$P = (2\,I)^2\,(R_1 + R_{SF}) = 0{,}66^2 \cdot 85 \cong 37{,}5 \text{ W},$$

ceea ce este inadmisibil avînd în vedere faptul că bariera este turnată în răşină epoxidică.

Din aceste motive, pentru bariera termocuplului s-a ales o siguranţă fuzibilă rapidă de tip F—C—0,125 cu $I_n = 125$ mA. Puterea maximă disipată în barieră va fi $P = (2 \cdot 0{,}125)^2\ 85 \cong$ $\cong 5{,}3$ W.

În acelaşi mod s-au ales siguranţele fuzibile şi pentru celelalte bariere, şi anume :

— termorezistenţe :

BS—B : F—C—0,125 ;
BS—b : MT—C—0,05 ;
— convertor I/P : MT—C—0,032.

Verificarea condiţiilor de siguranţă intrinsecă. Pentru toate barierele de mai sus, verificarea s-a făcut conform standardelor STAS [14], VDE [3] şi sovietic [4]. Verificările s-au făcut pentru mediul cel mai periculos, hidrogen 20%.

a) Termocuple

La supracurentul maxim, tensiunea maximă pe dioda de limitare este $U_M = 1{,}5$ V. Curentul maxim care poate ajunge în mediul periculos, în caz de scurtcircuit la bornele termocuplului este :

$$I_{mp} = \frac{U_M}{R_3} = \frac{1{,}5}{15} = 0{,}1 \text{ A}.$$

Conform STAS şi VDE, curentul de aprindere este :

$$I_{apr} = K_I\, I_{mp} = 1{,}5 \cdot 0{,}1 = 0{,}15 \text{ A},$$

în care K_I este coeficientul de siguranţă recomandat de standardele respective.

Tensiunea admisă în aceste condiţii pentru circuitele rezistive este :

$$U_{adm} = 30 \text{ V} \gg U_M.$$

Conform standardului U.R.S.S. :

$$I_{apr} = K_I' I_{mp} = 2{,}5 \cdot 0{,}1 = 0{,}25 \text{ A};$$
$$U_{adm} = 28 \text{ V} \gg U_M.$$

b) Termorezistenţa

$$\text{BS} - \text{B} : U_M = 2\,U_{DM} = 2 \cdot 1{,}5 = 3 \text{ V};$$
$$I_{mp} = 3/15 = 0{,}2 \text{ A}.$$

Conform STAS şi VDE :

$$I_{apr} = 1{,}5 \cdot 0{,}2 = 0{,}3 \text{ A};$$
$$U_{adm} = 22 \text{ V} \gg U_M.$$

Conform standardului U.R.S.S. :

$$I_{apr} = 2{,}5 \cdot 0{,}2 = 0{,}5 \text{ A};$$
$$U_{adm} = 7 \text{ V} \gg U_M.$$

BS—b : $U_M = 7$ V ; $I_{mp} = 7/100 = 0{,}07$ A.

Conform STAS şi VDE :

$$I_{apr} = 1{,}5 \cdot 0{,}07 = 0{,}105 \text{ A};$$
$$U_{adm} = 35 \text{ V} \gg U_M.$$

Conform standardului U.R.S.S. :

$$I_{apr} = 2{,}5 \cdot 0{,}07 = 0{,}175 \text{ A};$$
$$U_{adm} = 35 \text{ V} \gg U_M.$$

c) Convertor electropneumatic

După cum s-a arătat în paragraful 4, condiţia de SI nu poate fi îndeplinită din cauza valorii mari a inductanţei convertorului. Astfel pentru inductanţa $L = 8{,}5$ H, conform standardului U.R.S.S, curentul de aprindere este $I_{apr} =$ $= 5$ mA, ceea ce corespunde la un curent maxim de lucru admisibil :

$$I_{mp} = \frac{I_{apr}}{K_I} = \frac{5}{2{,}5} = 2 \text{ mA}.$$

Aplicînd metoda grafo-analitică recomandată în [11], s-a obţinut pentru inductanţa echivalentă, în cazul şuntării bobinei cu o diodă, valoarea $L_e \cong 5$ mH (pentru mediul hidrogen).

În această situaţie se poate asigura condiţia de SI.

$$U_M = 28 \text{ V}\,;\, I_{mp} = \frac{U_M}{R_e + R_3} = \frac{23}{1\,900} = 14{,}8 \text{ mA}.$$

Conform STAS şi VDE :

$$I_{apr} = 1{,}5 \cdot 14{,}8 = 22{,}2 \text{ mA};$$
$$L_{adm} = 140 \text{ mH} \gg L_e.$$

Conform standardului U.R.S.S. :

$$I_{apr} = 2{,}5 \cdot 14{,}8 = 36{,}9 \text{ mA};$$
$$L_{adm} = 50 \text{ mH} \gg L_e.$$

Din punct de vedere constructiv, barierele de siguranţă se prezintă sub forma unor ansamble compacte, turnate în masă de răşină epoxidică şi avînd dimensiunile de gabarit de $140 \times$ $\times 50 \times 25$ mm.

6. Concluzii

Considerăm că studiile şi experimentările efectuate în IPA constituie o confirmare promiţătoare a posibilităţilor de aplicare în R.S. România a tehnicii siguranţei intrinseci pentru protecţia antiexplozivă a echipamentelor electrice, în special în domeniul automatizărilor.

Acest lucru se referă cu precădere la varianta bazată pe utilizarea barierelor de siguranţă, care permite o simplificare substanţială a precauţiilor constructive şi a formalităţilor de certificare.

Linia aceasta este facilitată de faptul că în standardul apărut în R.S. România [14] este explicitată, din punct de vedere formal, posibilitatea de utilizare şi de certificare a barierelor de siguranţă. Astfel apare perspectiva utilizării acestei soluţii în cadrul viitoarelor elaborări ale Fabricii de elemente de automatizare (FEA), mai ales în ceea ce priveşte circuitele de reglare a proceselor tehnologice.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Utilaje electrice antiexplozive.* STAS 6789—63.

[2] Hickes, W. F. *Intrinsically safe electronic instrumentation.* In : ISA-Journal, iul 1961.

[3] Standard VDE 0170 d/2.65 ; 0171 d/2.65.

[4] *Edinntie pravila izgotovlenia i metodi ispitania iskrobezopasnovo elektrooborudovania.* Donetk, 1965.

[5] *Intrinsically safe and nonincendive electrical instruments.* In : ISA — R.P. — 12.2.1965.

[6] Barlow, D. H. *Intrinsic safety — its growing status in Europe.* In : Control Engng., mai 1964.

[7] Redding, R. J. *The barrier method of safety in hazardous areas.* In : Instrument practice, sep 1967.

[8] *Barieră de siguranţă Taylor.* In : Instrument practice, iul 1969.

[9] *Electronic miniature instrumentation* — Vutronic. Honeywell—S. 360—1—HB.

[10] *Zener Barrier* Prospect KENT

[11] Serov, V. I. *K rasciotu ekivalentnoi induktivnosti ţepei s gasiaşcimi konturami.* Moscova, 1963.

[12] Roisman, W. *Modulator cu rezistenţă de intrare foarte mare, realizat cu diode stabilizatoare utilizate ca diode varicap.* In : Automatica şi Electronica, nr. 2, 1967.

[13] *Dioden-Z Dioden.* Catalog Intermetall, 1967/1968.

[14] *Echipamente electrice cu protecţie antiexplozivă şi antigrizutoasă.* STAS 6877—68.

Ing. DECEBAL POENARU şi ing. VASILE CĂTĂNESCU

Numărătorul portabil cu cronometru electronic NP-537A

În aplicaţiile de laborator sau pe teren, foarte adesea este necesară numărarea unor impulsuri provenite de la generatoare, traductoare sau detectoare de radiaţii nucleare. De multe ori este de dorit să se cunoască timpul în care se face o numărare de impulsuri sau să se cunoască frecvenţa în cazul unor impulsuri

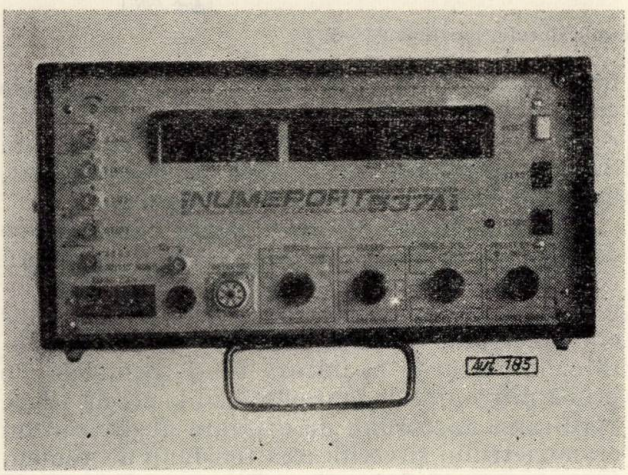


Fig. 1

periodice. În aceste cazuri, pe lîngă un numărător, este necesară prezenţa unui cronometru.

Avînd în vedere aceste situaţii, mai complexe, de folosire conjugată a unui numărător cu un cronometru, s-a conceput numărătorul portabil cu cronometru electronic NP—537A. Operaţiile de numărare şi cronometrare a timpului se pot realiza prin comenzi start-stop date manual sau electric la fişe BNC de pe panou. Măsurătorile succesive se pot iniţia la comenzi exterioare start după ce în prealabil s-a făcut sau nu ştergerea uneia sau a ambelor indicaţii ale aparatului (ale decadelor numărătorului şi ale decadelor cronometrului), sau automat după trecerea unui timp prestabilit, caz în care aparatul funcţionează în cicluri repetate cu timpi de măsură şi timpi de pauză (afişaj) prestabiliţi de la comutatoarele de pe panou. În acest caz, ştergerea celor două indicaţii (timp şi impulsuri) se face tot automat.

Vederea generală a aparatului este dată în figura 1.

Consideraţii asupra schemei electrice a aparatului

Schema logică generală simplificată a aparatului este dată în figura 2. Din schemă au fost omise secţiunile celor patru comutatoare, partea de alimentare a aparatului şi circuitele pentru măsurarea tensiunilor de alimentare. Funcţionarea, explicată succint, este următoarea. La primirea unei comenzi start, bistabilul MB 1 basculează şi deschide porţile ŞI 1 şi ŞI 5. În decadele de numărare N_1 — N_5 vor fi admise impulsurile spre numărare, iar decadele crono-

metrului vor primi impulsurile divizate ale bazei de timp (corespunzător factorului de divizare ales). La darea unei comenzi stop, bistabilul MB 1 basculează invers, închizînd porţile ŞI 1 şi ŞI 5. Decadele de impulsuri şi cele ale cronometrului vor afişa impulsurile, respectiv timpul. Funcţionarea fiind în ciclu unic, bistabilul MB 2 este împiedicat să basculeze. Trecerea aparatului pe poziţia stop se poate face şi după trecerea unui timp prestabilit sau după înregistrarea unui număr prestabilit de impulsuri, în funcţie de poziţiile comutatoarelor de pe panou.

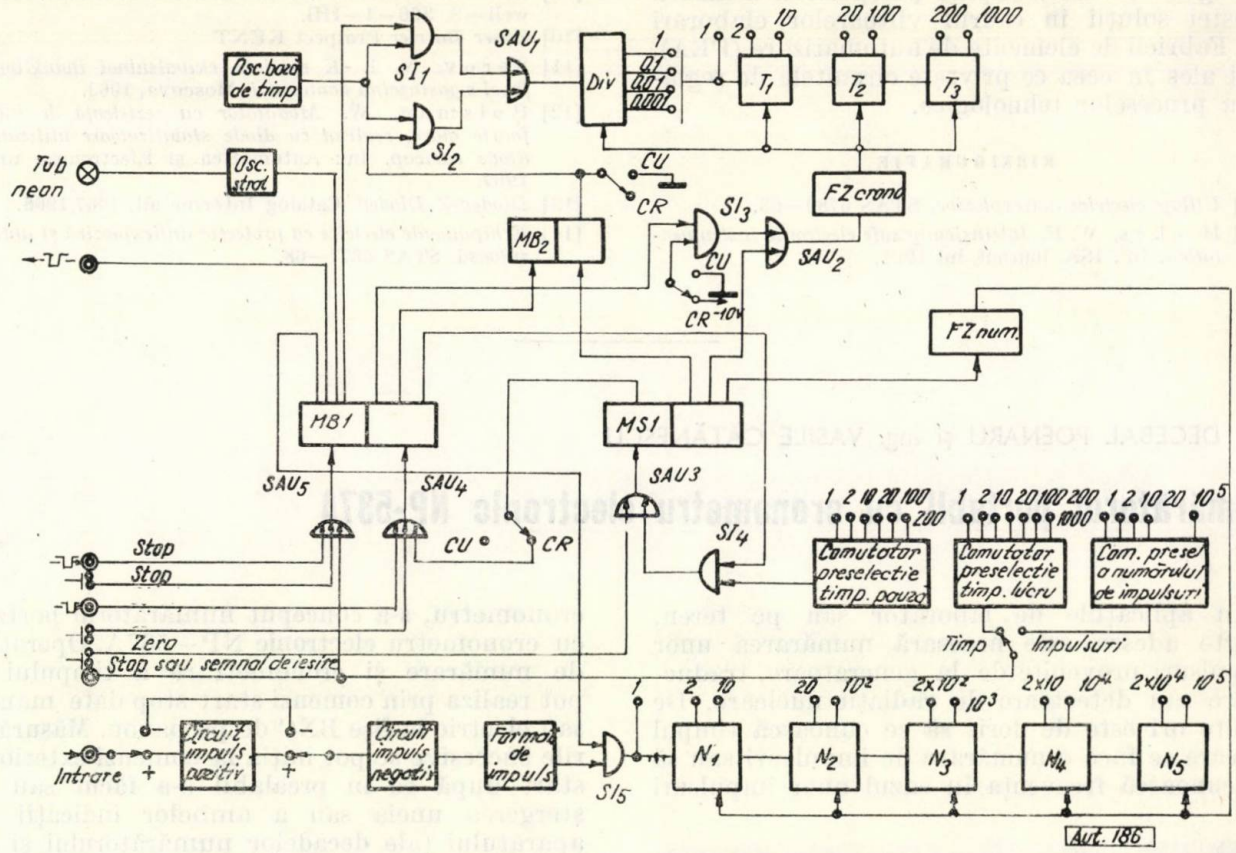


Fig. 2. Schema logică simplificată a numărătorului portabil NP—537A.

Aducerea aparatului pe poziţia zero se face prin circuitul SAU 3 şi monostabilul MS 1, care vor determina aducerea la zero a decadelor cronometrului şi a celor de impulsuri prin comenzi date de formatorii de zero FZ crono, respectiv FZ num. Pentru anumite poziţii ale comutatoarelor de pe panou se poate interzice aducerea la zero a unuia sau a celuilalt formator de zero, în decadele respective menţinîndu-se afişată indicaţia.

În cazul funcţionării în cicluri repetate numărare-pauză, la primirea de către bistabilul MB 1 a unei comenzi stop după un timp de lucru sau număr de impulsuri prestabilite, bistabilul MB 1 basculează, închide porţile ŞI 1 şi ŞI 5 şi comandă, prin intermediul porţii ŞI 3 şi al circuitului SAU 2, formatorul de zero al cronometrului, care va şterge timpul de numărare afişat. În acelaşi timp, bistabilul MB 1 comandă bistabilul MB 2, permiţînd deschiderea porţii ŞI 2, decadele cronometrului înregistrînd timpul de pauză între două numărări consecutive de impulsuri. După trecerea timpului de pauză prestabilit, monostabilul MS 1 este acţionat prin intermediul circuitelor SAU 3 şi ŞI 4; formatorii de zero vor aduce la zero decadele cronometrului şi cele de impulsuri. După revenirea monostabilului, prin intermediul circuitului SAU 4, bistabilul MB 1 trece pe poziţia start, începînd un nou ciclu numărare-pauză.

Anumite poziţii ale celor patru comutatoare de pe panou permit verificări ale funcţionării corecte : verificarea numărării corecte a decadelor prin funcţionarea paralelă a decadelor cronometrului cu cîte trei decade de numărare, impulsurile la intrare fiind semnalele de probă provenite de la oscilatorul bazei de timp, verificarea factorului de divizare al divizorului cronometrului şi verificarea tensiunii de alimentare a aparatului prin afişarea numerică a acesteia, în care scop se foloseşte un convertor tensiune-frecvenţă.

În figura 3 este arătată schema de principiu a unei decade de numărare. Bistabilii sînt realizaţi sub formă de module spaţiale cu opt picioare pentru conectare. Pentru consum redus

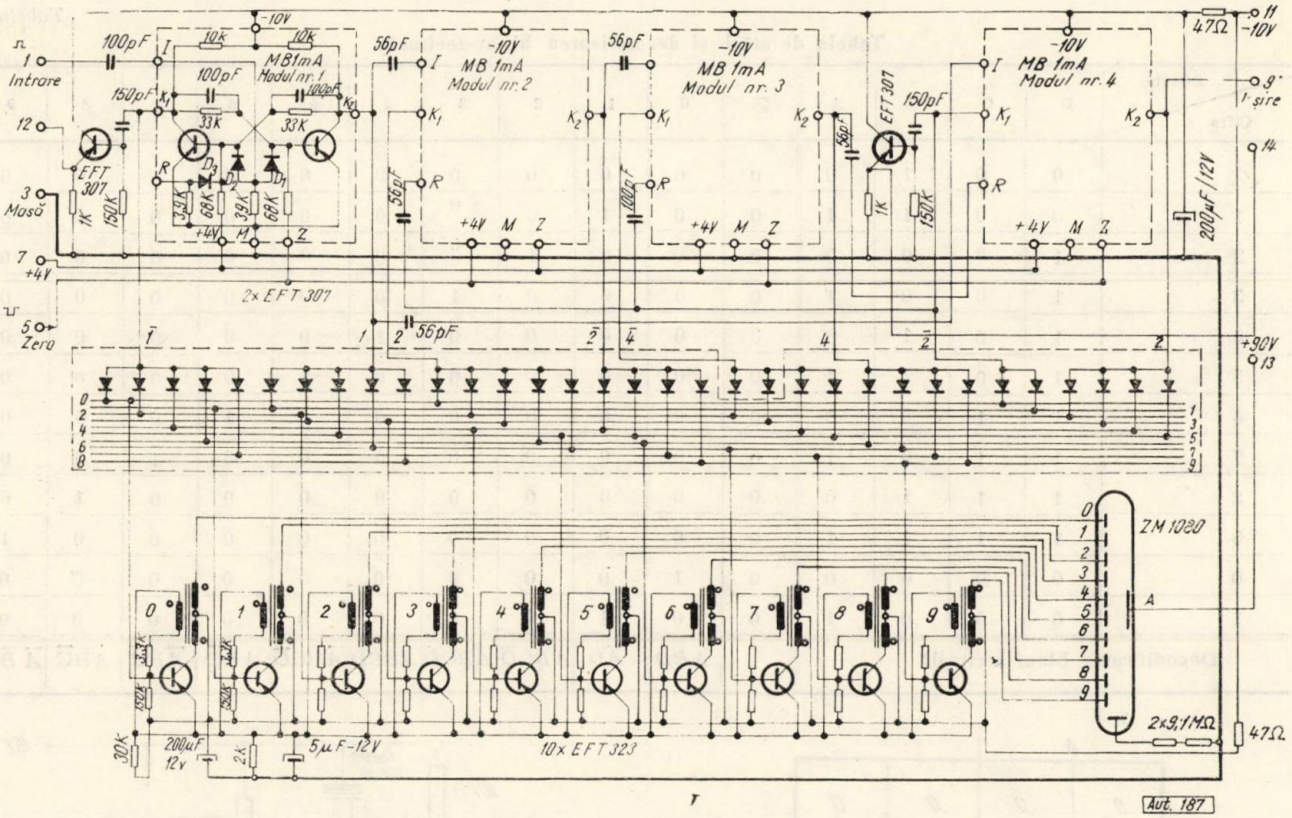


Fig. 3. Schema de principiu a decadei. Modulul nr. 4 nu conţine pe D_2. Diodele folosite în montaj sînt de tipul EFD 108.

s-au ales rezistenţele de colector de 10 kΩ, curentul prin transistor fiind de 1 mA.

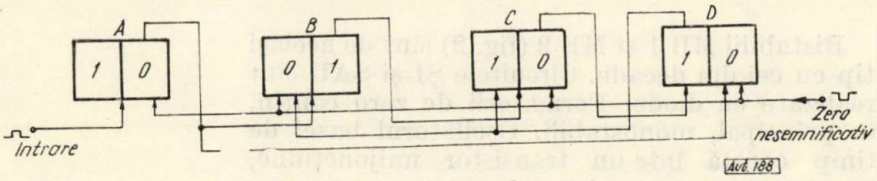
Tot pentru realizarea unui consum redus, tuburile de afişaj sînt alimentate în impulsuri cu raportul impuls/pauză 1/10; frecvenţa este de circa 1 kHz. Oscilatorii autoblocaţi, declanşaţi de semnalul corespunzător cifrei care trebuie afişată, furnizează saltul negativ de tensiune care, aplicat în catodul respectiv al tubului Nixie, determină aprinderea cifrei care trebuie afişată (tensiunea anodică de prepolarizare fiind de + 90 V).

O particularitate a decadei de numărare constă în faptul că, la aducerea la zero, tubul nu afişează cifra 0 ci se stinge complet, ceea ce se interpretează ca fiind zero nesemnificativ (Ø). Cifrele 0 vor fi aprinse numai după cifre semnificative (1 ... 9). Astfel, în decadele de impulsuri, un număr de 100 de impulsuri în cele cinci decade va fi afişat - - 100 şi nu 00100.

Realizarea zeroului nesemnificativ este posibilă datorită felului decodificării şi poziţiei iniţiale a bistabililor (pe zero nesemnificativ). Astfel, deşi reacţiile bistabililor sînt făcute ca pentru codul 1242, aducerea la zero nesemnificativ corespunde poziţiei 0010 a bistabililor, bistabilul al doilea, B, fiind contrar basculat faţă de ceilalţi trei (fig. 4).

Cifra 1 va fi reprezentată prin combinaţia de cod 0011 după zero nesemnificativ şi prin combinaţia de cod 0001 după 0 afişat, cînd funcţionarea decadei se va face în continuare în codul 1242, aşa cum se vede în tabela 1. Pentru cifra 1, căreia îi corespund două combinaţii de cod, diagrama de minimizare este cea din figura 5, aflîndu-se $y_1 = \overline{A}D$. În total se folosesc 33 de diode.

Fig. 4. Schema logică a decadei (starea iniţială fiind zero nesemnificativ).



Semnificaţiile A, B, C, D şi $\overline{A}$, $\overline{B}$, $\overline{C}$, $\overline{D}$ corespund lui 0, respectiv 1.

Decadele din circuitele divizorului cronometrului sînt de acelaşi tip cu cele de numărare şi cronometru, neavînd însă părţile de decodificare şi afişaj, iar poziţia pentru aducerea la zero este identică pentru cei patru bistabili.

Tabela 1

Tabela de stări şi decodificarea binar-zecimală

Cifra \ Bistabil	D	C	B	A	∅	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
∅	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Decodificarea binar-zecimală						ABD	$\bar{A}D$	$AB\bar{C}D$	$\bar{A}BCD$	$A\bar{B}CD$	$\bar{A}\bar{B}CD$	$AB\bar{C}$	$\bar{A}B\bar{C}$	$A\bar{B}\bar{C}$	$\bar{A}\bar{B}\bar{C}$

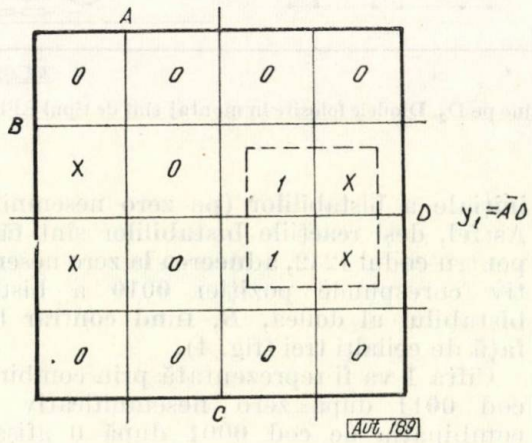


Fig. 5. Diagrama de minimizare pentru cifra 1 (y_1).

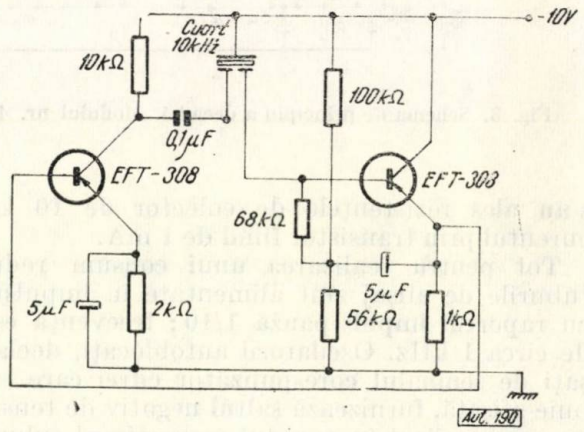


Fig. 6. Schema de principiu a oscilatorului cu cuarţ.

Bistabilii MB 1 şi MB 2 (fig. 2) sînt de acelaşi tip cu cei din decade. Circuitele ŞI şi SAU sînt realizate cu diode. Formatorii de zero conţin, în principal, monostabili. Oscilatorul bazei de timp constă într-un transistor unijoncţiune, dispus într-un montaj de relaxare cu compensaţie la variaţiile de temperatură, stabilitatea fiind mai bună decît 10^{-3}/°C, sau este realizat cu un cristal de cuarţ ca în figura 6, în care caz stabilitatea este mai bună decît 5×10^{-6}/°C în domeniul de temperaturi — 10°C ... + 60°C.

Convertorul tensiune-frecvenţă care permite citirea numerică a tensiunii continue de alimentare este reprezentat în figura 7.

Elementul principal este un transistor unijoncţiune avînd în emitor un generator de curent constituit dintr-un transistor. Panta de conversie

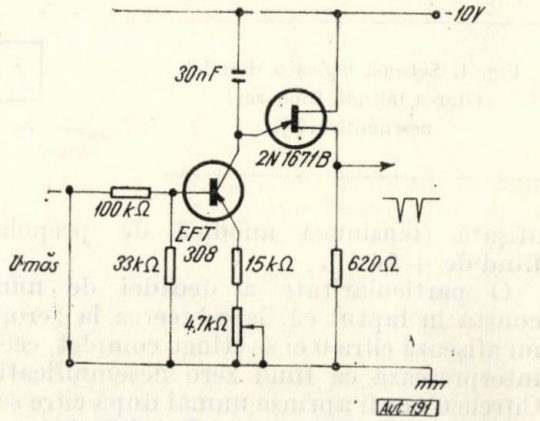


Fig. 7. Convertorul tensiune-frecvenţă.

este de 1 kHz/1 V (fixată cu P 1). Pentru tensiunile cuprinse între 5 şi 16 V, precizia conversiei este mai bună decît 10^{-2}.

Caracteristicile tehnice

Aparatul admite la intrare impulsuri pozitive sau negative, impedanţa de intrare fiind mai mare decît 20 kΩ. Sensibilitatea este de 250 mV pentru impulsuri cu durata de 1 μs. Pragul impulsurilor admise pentru a fi numărate este reglabil între 250 mV şi 4 V de la un potenţiometru de pe panou. Rezoluţia circuitelor de intrare este de 3 μs, iar frecvenţa maximă de numărare a impulsurilor periodice de 100 kHz. Frecvenţa generatorului bazei de timp este de 10 kHz, stabilitatea fiind mai bună decît 5×10^{-6}/°C în cazul folosirii unui cristal de cuarţ, sau mai bună decît 10^{-3}/°C în cazul utilizării unui transistor unijoncţiune compensat cu temperatura. Valorile disponibile ale bazei de timp sînt: $T = 1$; 0,1; 0,01; 0,001 s, comutabile în interior. Aparatul are cinci decade pentru impulsuri şi trei decade pentru cronometru, afişajul făcîndu-se cu tuburi digitron (Nixie). Situaţia start este indicată cu un bec cu neon dispus pe panoul frontal. Trecerea aparatului în situaţia stop poate fi realizată după înregistrarea unui anumit număr de impulsuri sau după trecerea unui anumit timp, preselectabile cu comutatoare aflate pe panou. Valorile prestabilite pentru stop după un număr de impulsuri sînt: 1; 2; 10; 20; 10^2; 2.10^2; 10^3; 2.10^3; 10^4; 2.10^4; 10^5 impulsuri, iar valorile prestabilite pentru stop după un timp predeterminat sînt: (1; 2; 10; 2.10; 10^2; 2.10^2; 10^3). T secunde. Valorile prestabilite pentru durata pauzei dintre două măsurători sînt: (1; 2; 10; 20; 100; 200; ∞). T secunde.

Aparatul poate primi din exterior comenzi manuale sau electrice, comenzile manuale fiind; start, stop, zero, iar cele electrice start şi stop. Comenzile electrice pe care le poate da în exterior pentru acţionarea altor aparate sau pentru alte utilizări sînt: start, stop şi semnale de ieşire. Semnalele de ieşire, livrate numai în situaţia start, pot fi la alegere: semnalele de la intrare neprelucrate, semnalele de la decadele de impulsuri nedivizate sau divizate, semnalele de la decadele cronometrului, de asemenea nedivizate sau divizate.

Aparatul are posibilitatea verificării funcţionării corecte a decadelor de impulsuri şi a cronometrului. Astfel decadele cronometrului pot număra în paralel cu cîte un grup de trei decade succesive de impulsuri, valorile afişate trebuind să fie identice. Se poate verifica şi factorul de divizare al divizorului bazei de timp, care apare afişat, valoarea lui trebuind să fie 10^4. De asemenea este posibilă verificarea tensiunilor continue de alimentare, acestea fiind afişate direct (numeric).

Sondele detectoare de radiaţii cu care se poate lucra sînt sonda detectoare cu contoare cu halogeni şi sonda detectoare cu fotomultiplicator şi cristal scintilator.

Alimentarea aparatului este posibilă de la reţea 220 $V^{+10\%}_{-15\%}$ 50 Hz, de la baterii $10 \times 1{,}5$ V elemente tip R_{20}, şi de la sursă exterioară între − 8 ... − 17 V. Consumul maxim: 2 W. Gama temperaturilor în care poate lucra aparatul: −10°C ... +45°C. Greutatea cu bateriile încorporate: < 8 kgf. Dimensiunile aparatului: 188 × 336 × 226 mm.

Modurile de lucru

Proiectarea aparatului a fost astfel concepută încît să ofere o cît mai mai mare versatilitate, lucru posibil prin diversele moduri de folosire a decadelor de numărare, a cronometrului şi a comutatoarelor.

În cele ce urmează se vor enumera principalele moduri de folosire a aparatului:

— numărător de impulsuri cu înregistrarea timpului de numărare, funcţionînd în ciclu unic;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, cu înregistrarea timpului de numărare, funcţionînd în ciclu unic, cu interzicerea aducerii la zero a decadelor de impulsuri;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, cu înregistrarea timpului de numărare, funcţionînd în ciclu unic, cu interzicerea aducerii la zero a decadelor cronometrului;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, funcţionînd în ciclu unic fără cronometru (în vederea unui consum redus cu circa 40%);

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, funcţionînd în ciclu unic, cu oprire după timp predeterminat;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, funcţionînd în ciclu unic, cu oprire după un număr de impulsuri predeterminat;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^5, funcţionînd în cicluri repetate, cu timpi de numărare şi pauză prestabiliţi;

— numărător de impulsuri cu capacitatea 10^8, fără cronometru;

— cronometru cu capacitatea 10^4 s, cu rezoluţia 0,0001 s;

— cronometru cu capacitatea 10^8 s, cu rezoluţia 1 s.

Concluzii

Numărătorul portabil cu cronometru încorporat NP−537A, prin versatilitatea şi consumul redus de care se bucură, poate fi utilizat în laboratoare sau în lucrul pe teren în diverse domenii de cercetare sau aplicative.

Astfel, în laboratoare el este folosit, de exemplu, pentru numărarea impulsurilor electrice provenite de la diverse generatoare sau traductoare, pentru determinarea frecvenţei acestora, sau îşi găseşte întrebuinţare în unele lanţuri de măsură sau experienţe de fizică etc.

În lucrul pe teren sau în alte aplicaţii industriale, numărătorul portabil NP—537A s-a dovedit deosebit de util atît datorită portabilităţii sale, cît şi datorită faptului că este adaptat şi lucrului cu sonde detectoare de radiaţii, în care caz numără impulsurile provenite de la acestea. Astfel, el este des folosit pentru determinarea umidităţilor şi densităţilor diferitelor materiale prin metode radiometrice.

Prin posibilităţile multiple de utilizare şi performanţele sale, numărătorul portabil cu cronometru încorporat NP—537A poate fi considerat la nivelul aparatelor cu calităţi superioare de acest gen care există în prezent.

BIBLIOGRAFIE

[1] Perssman, A. *Design of transistorised circuits for digital computers.* New York, J. Rider.
[2] *Calcul des circuits à transistors.* Rédigé par les ingénieurs de la Texas Instruments. Paris, Dunod 1965.

Ing. T. GEBER

Sumator rapid pentru blocul aritmetic al unui calculator numeric paralel

Una dintre tendinţele dezvoltării tehnicii de calcul în etapa actuală este aceea de a micşora considerabil timpul de prelucrare a datelor. Ca urmare, se depun eforturi susţinute în două direcţii principale de dezvoltare: a) programarea şi utilizarea cît mai completă a calculatoarelor (software) şi b) proiectarea logică a structurii calculatorului (hardware).

În condiţiile în care dezvoltarea tehnologiei a permis construirea calculatoarelor cu circuite integrate, cu viteze mari de reacţie, micşorarea timpului de calcul prin îmbunătăţirea metodelor de proiectare logică a calculatoarelor constituie o direcţie principală de cercetare.

Din punct de vedere al dispozitivelor calculatorului, viteza de funcţionare a unui calculator depinde de doi factori principali: timpul de adresare a memoriei şi timpul necesar pentru efectuarea operaţiilor de către blocul aritmetic, al cărui element principal este sumatorul.

S-au conceput şi realizat tipuri de sumatoare rapide şi ultrarapide, bazate pe construirea circuitelor speciale de propagare a transportului (timpul maxim de transport fiind cel ce determină în principal viteza sumatorului). Pentru a putea urmări evoluţia în găsirea tipurilor de sumatoare cît mai rapide, în lucrarea de faţă se vor lua în discuţie sumară principalele idei, din punct de vedere al vitezei de lucru, ţinînd seamă şi de economicitatea circuitelor.

Luînd ca bază de discuţie *sumatorul cu transport serie de la rang la rang*, s-a făcut un calcul comparativ între diferitele sumatoare, după care s-au tras concluzii asupra felului cum se echilibrează condiţiile contradictorii de viteză şi economicitate. Calculul a fost făcut pentru lungimea cuvîntului de 24 de biţi, luînd drept criteriu de comparaţie factorul $K_i = \frac{T_i D_i}{T_1 D_1}$, în care T_i, timpul de efectuare a unei adunări, dă măsura vitezei de lucru a sumatorului, ca unitate fiind luat timpul de trecere a informaţiei printr-un circuit ŞI în serie cu circuit SAU (0,1 μs). Pentru înlesnirea calculului s-a considerat, ca măsură a economicităţii, numai numărul de elemente de circuit (fără să se ţină seamă de tipul schemei şi de structura ei, parametri care ar îngreuia, la nivelul acesta al discuţiei, posibilităţile de apreciere). D_i este numărul de diode necesare, considerînd ca ipoteză simplificatoare realizarea circuitelor logice cu diode şi rezistenţe.

În *sumatorul asincron cu semnalarea terminării propagării transportului*, propus de Gilchrist, Pomerne şi Wong [1], se realizează transferul 0 şi transferul 1 pe căi separate pentru fiecare rang, după formulele:

$$\begin{aligned} {}^0T_i &= {}^0G_i \vee P_i\, {}^0T_{i-1}; \\ {}^1T_i &= {}^1G_i \vee P_i\, {}^1T_{i-1}, \end{aligned} \qquad (1)$$

unde:

- ${}^1G_i = A_i B_i$ — este generarea transportului 1 într-un rang i, indiferent de transferul din rangul precedent;
- ${}^0G_i = \overline{A}_i \overline{B}_i$ — generarea transportului 0 într-un rang i, indiferent de transportul din rangul precedent;
- $P_i = A_i \overline{B}_i \vee \overline{A}_i B_i$ — condiţia de propagare a oricărui transport (fig. 1).

O dată apărut transportul 0 sau 1 la fiecare rang, se dă semnal T_c (transport complet), care indică terminarea operaţiei şi dă posibilitatea de a se trece suma la rezultat. Sumatoarele bazate pe acest principiu sînt eficiente, deoarece s-a arătat [2] că lungimea medie a lanţului maxim de propagare într-un sumator cu N biţi (lungimea cuvîntului) este $L = \log_2 \frac{5N}{4}$. Calculînd timpul de efectuare a sumei într-un suma-

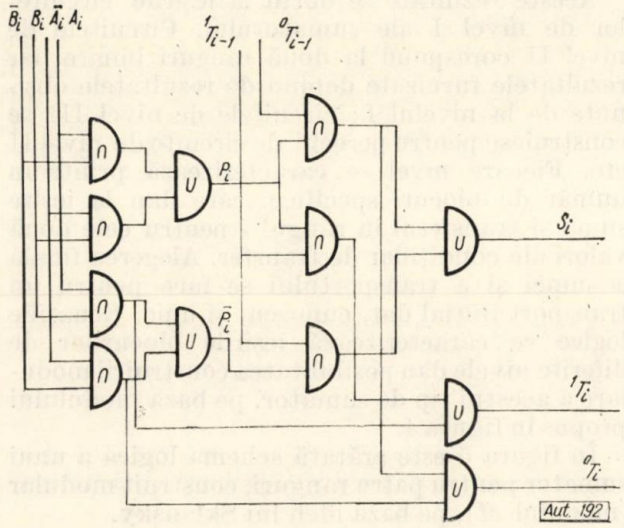


Fig. 1

tor asincron, Hendrickson [2] a dat ideea folosirii sumatorului asincron într-un calculator sincron, dînd şi metoda de calcul al tactului.

Pentru creşterea şi mai mare a vitezei de obţinere a sumei s-au considerat circuite de salt pentru transport, bazate pe faptul că atunci cînd condiţia de propagare a transportului într-un rang $P_i = 1$ este îndeplinită într-un număr consecutiv de ranguri, formînd un grup, transportul în rangul imediat superior va fi acelaşi cu transportul în primul rang al grupului.

Majersky [3] a prezentat metode de determinare a distribuţiei optime de salt cu timp minim de propagare a transportului şi număr minim de salturi.

O soluţie mai costisitoare din punct de vedere al numărului de circuite, însă mult mai rapidă, este o soluţie care face parte din grupul *sumatoarelor cu transfer simultan*. Ideea constă în realizarea unei funcţii de transport în fiecare etaj, ca o funcţie explicită de toţi cei mai puţin semnificativi biţi ai operanzilor, astfel fiind eliminată problema propagării transportului.

Pornind de la relaţia pentru transport luată ca formulă de recurenţă :

$$T_i = A_i B_i \vee (A_i \oplus B_i) T_{i-1} \qquad (2)$$

şi notînd $G_j = A_j B_j$; $P_i = A_i \oplus B_i$, se poate scrie formula pentru transportul din rangul K :

$$T_K = \bigvee_{j=0}^{K} G_j \prod_{i=j+1}^{K} P_i. \qquad (3)$$

Pe baza acestei formule se poate construi — teoretic — un sumator foarte rapid, care realizează suma simultan pentru toate rangurile, pe baza formulei :

$$S_i = P_i \overline{T}_{i-1} \vee \overline{P}_i T_{i-1}. \qquad (4)$$

T_{i-1} se realizează printr-o schemă logică de tipul celei arătate în figura 3, pe baza formulei (3) (în figura 3 se arată circuitul de formare a transporturilor pentru două ranguri), iar circuitele logice de realizare a funcţiilor P_i şi G_i sînt arătate în figura 2.

Dezavantajul acestui tip de sumator este că nu se pot construi practic circuite simple de elemente ŞI cu K intrări sau elemente SAU cu $K + 1$ intrări, după cum rezultă din formula pentru transport (3) pentru K prea mare (de exemplu pentru $K > 5$).

În practică se împart cele N ranguri într-un număr de grupe, existînd următoarele soluţii :

— sumatorul cu transport simultan în cadrul grupei şi transport simultan între grupe ;

— sumatorul cu transport simultan în cadrul grupei şi transport serie între grupe ;

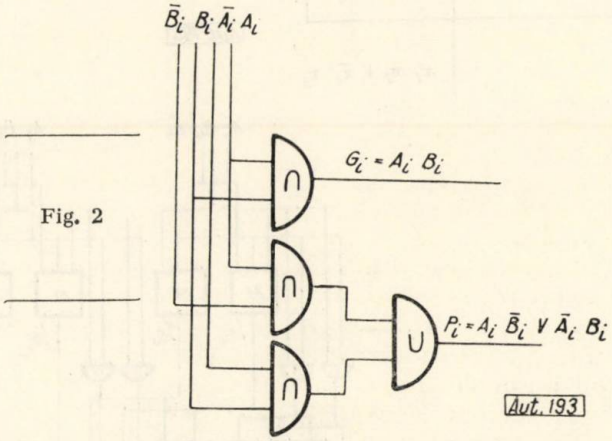


Fig. 2

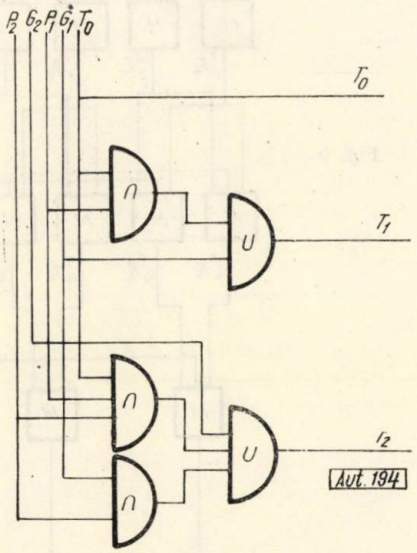


Fig. 3

— sumatorul cu transport serie în cadrul grupei şi transport simultan între grupe.

Dintre acestea, cel mai avantajos, din punct de vedere al timpului, pare a fi cel cu transport simultan în cadrul grupei şi transport simultan între grupe.

O altă idee de sumator rapid, care aparţine lui Sklansky [5], [6], *sumatorul cu alegerea condiţionată a rezultatului*, se bazează pe următoarea realizare a adunării : formarea pentru fiecare pereche de biţi i de adunat a două rezultate pentru cazurile cînd $T_{i-1} = 1$ şi $T_{i-1} = 0$.

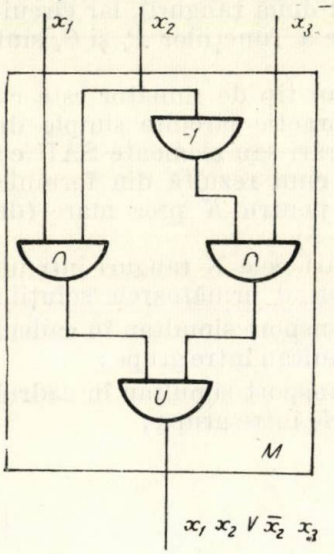
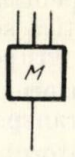


Fig. 4



Aceste rezultate se obţin la ieşirile circuitelor de nivel I ale sumatorului. Circuitele de nivel II corespund la două ranguri binare, iar rezultatele furnizate depind de rezultatele obţinute de la nivelul I ; circuitele de nivel III se construiesc pentru perechi de circuite de nivel II etc. Fiecare nivel se caracterizează printr-un număr de blocuri specifice, care dau la ieşire suma şi transferul în rangul i pentru cele două valori ale condiţiilor de transfer. Alegerea finală a sumei şi a transportului se face pentru un transport iniţial dat, cunoscut şi unic. Ecuaţiile logice ce caracterizează ieşirile blocurilor de diferite nivele dau posibilitatea construirii modulare a acestui tip de sumator, pe baza modulului propus în figura 4.

În figura 5 este arătată schema logică a unui sumator pentru patru ranguri, construit modular (modulul M), pe baza ideii lui Sklansky.

Pentru urmărirea mai uşoară a schemei, s-a dat un exemplu de formare a sumei pentru patru ranguri (fig. 6).

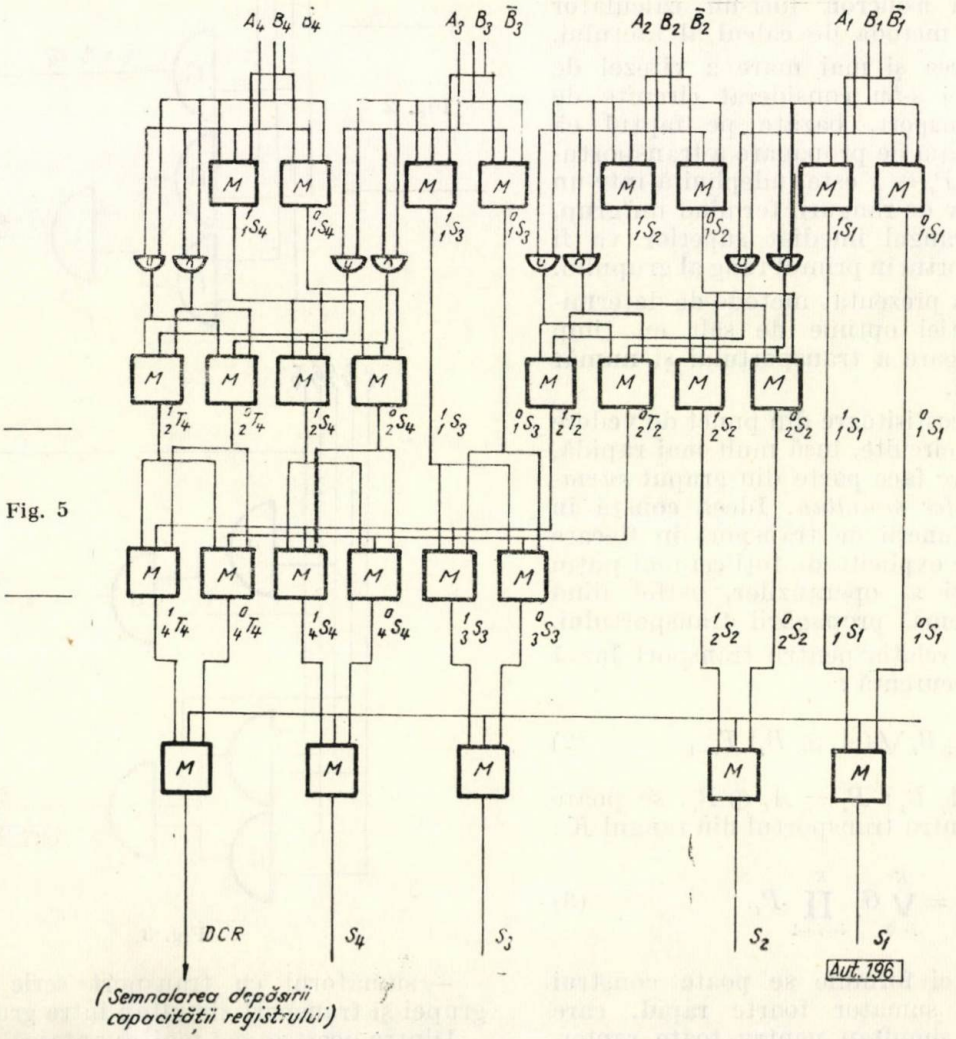


Fig. 5

În tabela din figura 6 s-a notat ${}_c^a S_b$; ${}_c^a T_b$, suma şi transportul, unde $a = 1,0$ după valoarea transportului din rangul precedent ; b reprezintă

rangul la care se referă suma sau transportul, iar c reprezintă poziţia rangului în grupa luată corespunzător nivelului.

Deşi foarte dezavantajos din punct de vedere al complexităţii circuitelor, acest tip de sumator, conceput după ideea lui Sklansky, are avantajul

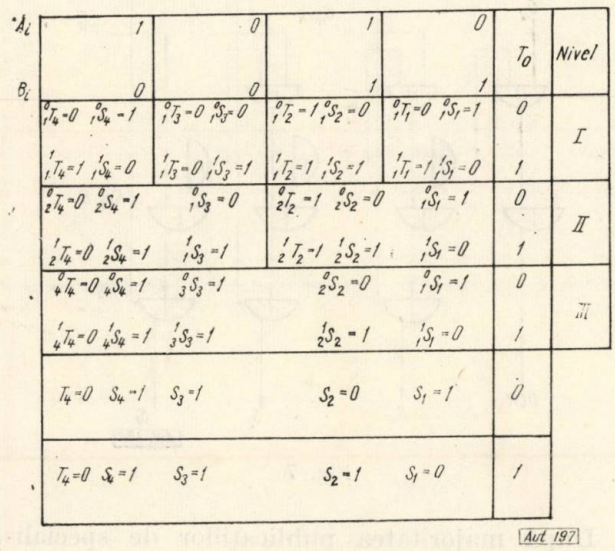


Fig. 6

construcţiei modulare, care îl face să poată fi utilizat cu eficienţă în fabricaţia de serie a calculatoarelor în care numărul de ranguri pentru cuvînt este foarte mare.

O soluţie bazată mai mult pe tehnica circuitelor decît pe consideraţii logice se datorează lui Kilburn, Aspinall şi Edwards [7], [8]. Propagarea transportului se face prin trei porţi pentru fiecare rang, porţi ce sînt realizate cu transistoare în stare de saturaţie. Poarta P_1^i transmite în linie transportul 1 dacă $A_i\ B_i = 1$, poarta P_2^i transmite în linie transportul 0 dacă $\overline{A}_i\ \overline{B}_i = 1$ şi poarta P_3^i transmite transportul din rangul anterior dacă $A_i \oplus B_i = 1$.

Se obţine o viteză foarte mare de însumare, deoarece în fiecare rang în parte se acţionează în primul moment asupra porţilor care participă la producerea transportului de către înşişi biţii rangului respectiv.

Pentru realizarea porţilor se folosesc transistoare în stare saturată, cunoscîndu-se proprietatea lor de a permite trecerea unui impuls de tensiune de la emitor la colector practic fără nici o întîrziere, cu condiţia ca să nu apară nici o schimbare în condiţia de saturaţie.

Se vede, din compararea sumatoarelor pe baza criteriului K_i (tabela 1), că sumatorul tip Kilburn este cel mai rapid şi are un număr redus de circuite; domeniul de utilizare este însă redus la construcţia de calculatoare unicate de viteză ultrarapidă, deoarece: a) nu se poate face o construcţie modulară; b) numărul de nivele de tensiune (numărul de surse de tensiune continuă) depinde de lungimea drumului fizic,

Tabela 1

Tabelă comparativă a mai multor tipuri de sumatoare, pe baza criteriului K_i (N — 24 ranguri)

Tipul sumatorului	D_i	T_i μs	K_i
Sumator cu transport serie de la rang la rang	384	2,4	1
Sumator asincron cu semnalizarea terminării propagării transportului	580	0,56	0,36
Sumator cu transport simultan în cadrul grupei şi între grupe	606	0,6	0,385
Sumator cu transport simultan între grupe şi serie în cadrul grupei	512	0,8	0,43
Sumator cu alegerea condiţionată a rezultatului	888	0,6	0,59
Sumator cu circuit de transport rapid — tip Kilburn	432	< 0,3	< 0,14
Sumator cu formarea transportului T_{i-1} într-un registru suplimentar	* 328	0,72	0,26

* La aprecierea economicităţii trebuie să se ţină seamă că există şi un registru suplimentar.

respectiv de numărul de biţi, ceea ce duce la creşterea costului de fabricaţie; c) pentru a se obţine o siguranţă mai mare de funcţionare şi pentru eficacitatea metodei, transistoarele trebuie să aibă viteze de reacţie foarte mari, ceea ce necesită tehnologii de fabricaţie noi şi, în prezent, destul de costisitoare.

Sumator cu formarea transportului T_{i-1} într-un registru suplimentar

În cele ce urmează se prezintă o variantă originală de sumator, care prezintă avantaje din punct de vedere al compromisului dintre viteza de lucru şi numărul de elemente logice.

Se ştie că suma într-un rang este $S_i = A_i \oplus B_i \oplus T_{i-1}$, unde A_i şi B_i sînt biţii din rangul i ai celor doi operanzi, iar T_{i-1} transportul din rangul precedent. Se poate realiza suma celor două numere printr-o succesiune de sume modulo doi, pînă ce transportul nou generat în toate rangurile devine 0, însă timpul de însumare devine foarte mare şi metoda în consecinţă, neutilizabilă.

Folosind un registru suplimentar, corespunzător, se poate reduce succesiunea de sume modulo doi astfel încît timpul să se reducă, sumatorul încadrîndu-se, ca timp, printre tipurile de sumatoare rapide.

Acest tip de sumator are un număr de circuite care formează suma modulo doi a biţilor de adunat, care s-a notat cu $P_i = A_i \overline{B}_i \vee \overline{A}_i B_i$, şi transportul generat $G_i = A_i B_i$ pentru fiecare rang (fig. 2).

P_i se înmagazinează într-un registru P (fig. 7) cu N bistabili (N este lungimea cuvîntului). Tot în acest registru va apărea suma la sfîrşitul operaţiei. Sumatorul conţine şi un registru suplimentar Q (fig. 7), al cărui conţinut se formează în felul următor: a) În bistabilul 1 al registrului se introduce T_0, adică transportul iniţial în sumator ($T_0 = 1$ în cazul complementării faţă de 2). b) În acelaşi moment, bistabilii i sînt acţionaţi de către semnalele G_{i-1} ($i = 2,3,\ldots, N+1$). Registrul Q are $N+1$ bistabili; bistabilul $N+1$ al registrului Q este bistabilul de depăşire a capacităţii registrului şi el, în cazul că trece în starea 1, dă comanda de oprire a operaţiei şi semnalizează apariţia erorii. c) Dacă pe intrarea de 1 a bistabilului i al registrului Q este semnal, atunci, în condiţia $P_i = 1$, printr-un circuit de coincidenţă, se înscrie valoarea 1 şi în bistabilul $i+1$ etc.

Notînd conţinutul bistabilului i al registrului Q cu Q_i, se poate scrie:

$Q'_i = G_{i-1}$ — conţinutul bistabilului i, dat de transportul generat egal cu 1 în rangul $i-1$;

$Q''_{i+1} = P_i Q_i$ — conţinutul bistabilului $i+1$, dat de circuitul de coincidenţă între semnalul P_i şi intrarea de 1 a bistabilului i.

În acest caz se poate scrie:

$$Q_1 = T_0$$

$$Q_2 = G_1 \vee Q_1 P_1 = G_1 \vee T_0 P_1$$

$$Q_3 = G_2 \vee Q_2 P_2 = G_2 \vee P_2 (G_1 \vee T_0 P_1) = G_2 \vee P_2 G_1 \vee P_2 P_1 T_0$$

. . . . . .

$$Q_i = G_i \vee Q_{i-1} P_{i-1} = G_{i-1} \vee P_{i-1} G_{i-2} \vee, \ldots, \vee P_{i-1} P_{i-2} \ldots P_2 P_1 T_0,$$

ceea ce arată că în bistabilul i al registrului Q apare chiar T_{i-1}. Procesul de formare a sumei apare clar în figura 7.

Semnalele P_i basculează bistabilii i ai registrului P (puşi iniţial pe 0) şi apoi, cu o întîrziere necesară, calculată mai jos, se formează conţinutul registrului Q. Pe măsură ce basculează trigherele i ale registrului Q, ieşirile registrului Q fiind legate de intrările de numărare ale trigherelor registrului P, se formează în acest registru suma modulo doi între biţii registrelor P şi Q, adică $P_i \oplus Q_i$; dar $P_i = A_i \oplus B_i$, $Q_i = T_{i-1}$, deci $S_i = A_i \oplus B_i \oplus T_{i-1} = P_i \oplus Q_i$.

Consideraţii de timp. a) Porţile de coincidenţă ale sumatorului sînt realizate cu transistoare în stare de saturaţie, ceea ce face ca informaţia să se propage foarte rapid.

b) O problemă care se pune se leagă de faptul că ieşirile bistabililor registrului suplimentar Q comandă bascularea trigherelor P_i ale registrului P. Comanda are eficacitate numai dacă ea apare după ce s-a realizat o stare stabilă a trigherului P_i, adică după timpul σ (σ — timpul de basculare al unui bistabil).

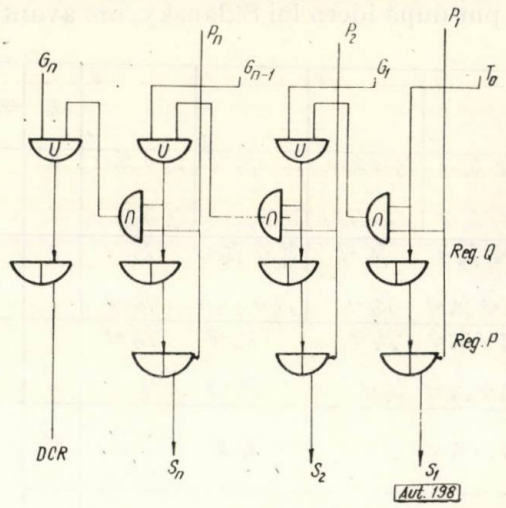


Fig. 7

După majoritatea publicaţiilor de specialitate, definiţia timpului de basculare este: perioada de timp care trece din momentul sosirii impulsului de basculare pînă în momen-

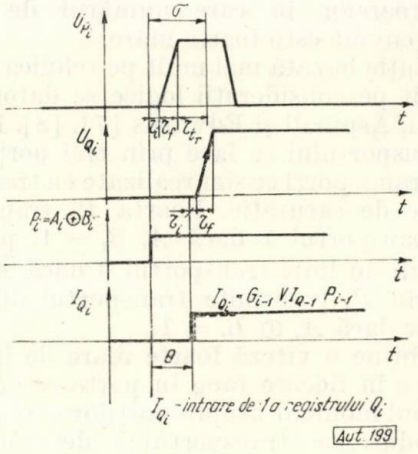


Fig. 8

tul stabilirii noii stări (după trecerea regimului tranzitoriu) (fig. 8):

$$\sigma = \tau_i + \tau_f + \tau_n,$$

unde:

τ_i este timpul de întîrziere dintre momentul aplicării impulsului şi începerea basculării;

τ_f — timpul de front ascendent (care depinde de capacitatea de cuplare);

τ_n — timpul regimului tranzitoriu de stabilizare.

Timpul regimului tranzitoriu de stabilizare depinde de elementele circuitului şi are aproximativ valoarea $\tau_n = (0{,}2 \div 0{,}4)\ \sigma$.

Întîrzierea nivelelor G_i, T_0 se preconizează a se face cu o valoare θ în aşa fel calculată încît, ca urmare a acţiunii lor asupra bistabililor registrului Q, fronturile ascendente ale impulsurilor de la trigherele Q_i să acţioneze abia după ce fiecare bistabil P_i şi-a stabilit starea.

Calculul întîrzierii θ este deosebit de simplu şi rezultă din figura 8 :

$$\theta \geqslant \sigma - \tau_i - \tau_f = \tau_n;$$

$$\theta \geqslant \tau_n.$$

Această întîrziere face necesară menţiunea suplimentară că ieşirile circuitelor logice din figura 2 sînt nivele de tensiune, iar comanda bistabililor se face prin condensatoarele de cuplare.

c) Luînd ca unitate de măsură τ — timpul de trecere a informaţiei printr-un circuit ŞI în serie cu un circuit SAU ($\tau = 0{,}1$ μs, timpul după care apar P_i şi G_i), se poate urmări, din punct de vedere al timpului, realizarea sumei şi se pot trage concluzii asupra performanţelor de timp ale acestui tip de sumator în comparaţie cu sumatoarele prezentate.

Procesul de formare a sumei începe prin aducerea celor doi operanzi în sumator, la momentul $t = 0$:

— la momentul τ apar nivelele de tensiune P_i şi G_i ; începe bascularea trigherelor P_i ;

— la momentul $(\tau + \theta)$, semnalele G_i şi T_0 acţionează respectiv asupra bistabililor Q_{i+1} şi Q_1 ; totodată începe propagarea transportului generat într-un număr de ranguri ;

— la momentul $(\tau + \sigma)$, toţi bistabilii registrului P sînt basculaţi ;

— la momentul $(\tau + \theta + \sigma + t_{pm})$, toţi bistabilii registrului Q sînt basculaţi ; t_{pm} este timpul maxim de propagare a transportului, care poate fi dedus riguros pe baze statistice (ceea ce autorul lucrării nu a putut efectua din lipsă de date) şi anume ţinînd seamă de probabilitatea de apariţie a transportului generat egal cu 1 într-un număr de ranguri, corelată cu probabilitatea de apariţie a sumei modulo doi egală cu 0 într-un număr de ranguri ;

— la momentul $T = \tau + 2\sigma + \theta + t_{pm}$, se poate citi suma din registrul P.

Pentru a determina în mod aproximativ timpul de efectuare a sumei, s-au estimat timpul de basculare a unui bistabil $\sigma \approx 2{,}5\ \tau$ (considerînd schema bistabilului cu performanţe ridicate şi lucrînd la frecvenţe mari) ; întîrzierea $\theta \approx \tau$; timpul maxim de propagare $t_{pm} \lesssim 0{,}2\ \tau$ (propagarea se face, datorită porţilor cu transistoare în stare de saturaţie, foarte rapid).

Timpul de realizare a sumei rezultă : $T \approx \approx 7{,}2\ \tau$, sumatorul încadrîndu-se astfel printre sumatoarele rapide.

Avantajele sumatorului sînt următoarele :

1. numărul de circuite este suficient de redus ;
2. nu sînt necesare mai multe nivele de tensiune ci se lucrează numai cu un singur nivel, ceea ce constituie un avantaj faţă de sumatorul Kilburn ;
3. detectarea depăşirii poate avea loc cu mult înainte de formarea sumei, ceea ce duce la diminuarea timpului după care se dă decizia de întrerupere din cauza erorii.

Dezavantajele sumatorului :

1. timpul destul de scurt de efectuarea a adunării nu este însă la nivelul celor mai rapide sumatoare, ci este un timp de sumator rapid mediu (0,7 — 0,8 μs) ;
2. nu se pretează la o construcţie modulară.

În tabela 1 se arată cum se realizează compromisul dintre viteza de lucru şi economicitatea acestui tip de sumator, în comparaţie cu sumatoarele prezentate.

În concluzie se poate arăta că sumatorul cu formarea transportului T_{i-1} într-un registru suplimentar se încadrează în domeniul sumatoarelor rapide cu un număr redus de circuite, fiind avantajos de utilizat în blocuri aritmetice pentru calculatoare numerice de performanţe mijlocii.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gilchrist, Pomerne şi Wong. *Fast carry logic of digital computers.* In : Trans. of the Institute of radio-engineering, 1955.

[2] Hendrickson, N. *Fast carry accuracy binary parallel addition.* In : IRE trans. on EC, nr. 6, dec 1960.

[3] Majersky, S. *On determination of optimal distribution of carry skips in adders.* In : IEEE trans. on EC, nr. 1, febr 1967.

[4] Lehman şi Burla. *Skip techniques, for high speed carry propagation in binary arithmetic units.* In : IRE trans. on EC, nr. 6, dec 1961.

[5] Sklansky, J. *Conditional sum addition logic.* In : IRE trans. on EC, nr. 2, iun 1960.

[6] Sklansky, J. *Ultimate speed adders.* In : IEEE trans. on EC, nr. 2, apr 1963.

[7] Kilburn, T., Edwards, D. şi Aspinall, D. *Parallel adition in digital computers, a new fast carry circuit.* In : Proc. IEE, vol 106, part B, sept 1959, p. 464—466.

[8] Kilburn, I. *A parallel arithmetic unit using a saturated transistor fastcarry circuit.* In : Proceedings of the IEE, nr. 36, nov 1960.

[9] Flores, I. *The logic of computer arithmetic* Prentice Hall, 1963.

Dr. ing. AL. POPA

Calculul consumului de energie electrică cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice

1. Bazele teoretice ale calculului consumului de energie electrică

În cazul tracţiunii electrice, energia absorbită din reţeaua de alimentare în tot timpul cît locomotiva circulă sub curent se consumă pentru realizarea deplasării trenului. Cea mai mare parte a energiei electrice se transformă în lucru mecanic util, care se consumă pentru învingerea rezistenţelor la mers şi pentru sporirea energiei cinetice şi potenţiale a trenului, iar restul se consumă sub formă de pierderi în motoarele electrice de tracţiune, transformatoare, instalaţiile de redresare a curentului etc.

La stabilirea consumului de energie electrică pentru un parcurs trebuie să se aibă în vedere şi energia recuperată, cînd locomotiva este prevăzută cu frînă recuperativă.

Consumul de energie electrică se poate determina pe cale analitică, grafică sau grafo-analitică.

Dacă se ţine seamă că energia electrică W_t, consumată pentru deplasarea trenului pe o secţie de remorcare, într-un timp t, este :

$$W_t = \frac{1}{60}\left(\int_0^t UI\,\mathrm{d}t\right)_t, \text{ Wh}, \tag{1}$$

şi că, în cazul utilizării frînării recuperative, energia electrică recuperată este :

$$W_r = \frac{1}{60}\left(\int_0^t UI\,\mathrm{d}t\right)_r, \text{ Wh}, \tag{2}$$

energia totală consumată în timpul unui parcurs se poate calcula cu relaţia :

$$W = W_t - W_r = \frac{1}{60}\left[\left(\int_0^t UI\,\mathrm{d}t\right)_t - \left(\int_0^t UI\,\mathrm{d}t\right)_r\right], \text{ Wh}. \tag{3}$$

În timpul circulaţiei trenurilor pe liniile electrificate, tensiunea la linia de contact nu rămîne constantă ci variază în jurul tensiunii nominale.

Neputîndu-se lua în considerare aceste oscilaţii ale tensiunii, la efectuarea calculelor de tracţiune se consideră că tensiunea în linia de contact este constantă şi egală cu valoarea sa nominală, atît la funcţionarea locomotivei în regim de tracţiune, cît şi în timpul frînării recuperative. Pentru această situaţie, relaţia (3) devine :

$$W = \frac{U_n}{60}\left[\left(\int_0^t I\,\mathrm{d}t\right)_t - \left(\int_0^t I\,\mathrm{d}t\right)_r\right], \text{ Wh}. \tag{4}$$

În tracţiunea feroviară, consumul de energie electrică se determină la barele de intrare în substaţiile de tracţiune. Dacă se notează cu η_{lc} randamentul liniei de contact şi cu η_s randamentul substaţiilor de tracţiune, atunci consumul de energie raportat la barele de intrare în substaţia de tracţiune este :

$$W = \frac{k_a U_n}{60\,\eta_{lc}\,\eta_s}\left[\left(\int_0^t I\,\mathrm{d}t\right)_t - \left(\int_0^t I\,\mathrm{d}t\right)_r\right], \text{ Wh}, \tag{5}$$

unde k_a este un coeficient care ţine seamă de consumul de energie în instalaţiile auxiliare de pe locomotivă.

Energia electrică consumată pentru remorcarea unui tren se poate calcula şi în baza lucrului mecanic al forţei de tracţiune sau forţele rezistente. Astfel, cunoscîndu-se lucrul mecanic L şi randamentul locomotivei η_l, consumul de energie electrică pentru un parcurs se poate calcula cu relaţia :

$$W_t = \frac{k_a L}{367\,\eta_{lc}\,\eta_s\,\eta_l}. \tag{6}$$

Pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţei de tracţiune a locomotivei, relaţia (6) devine :

$$W_t = \frac{k_a}{367\,\eta_{lc}\,\eta_s}\int_{s_1}^{s_2}\frac{F_0}{\eta_l}\,\mathrm{d}s. \tag{7}$$

La frînarea cu recuperare de energie, în reţeaua de alimentare se înapoiază o cantitate de energie W_r. Recuperarea de energie se realizează în timpul circulaţiei trenului pe pante lungi şi cu declivităţi mari prin transformarea energiei cinetice a trenului în energie electrică. Dacă se are în vedere că o parte din energia cinetică înmagazinată în masa trenului se consumă pentru învingerea rezistenţelor la mers, energia electrică recuperată se poate calcula cu ajutorul diferenţei dintre variaţia energiei cinetice a trenului în timpul frînării şi lucrul mecanic al forţelor rezistente. Energia recuperată se poate calcula cu relaţia :

$$W_r = \frac{G_v + G_t}{367}\eta_r\left[\frac{I}{\beta}\int_{V_i}^{V_s} V\,\mathrm{d}V - \int_{s_i}^{s_s}(r_t - i)\,\mathrm{d}s\right], \tag{8}$$

în care :

η_r este randamentul recuperării ;

V_i şi V_s — vitezele corespunzătoare începutului şi respectiv sfîrşitului frînării cu recuperare ;

s_i şi s_s — intervalul de spaţiu pe care se realizează frînarea cu recuperare.

Pe baza celor arătate rezultă că energia electrică consumată pentru un parcurs, pentru cazul cînd se realizează şi frînarea cu recuperare, se calculează cu relaţia :

$$W = \frac{k_a}{367\,\eta_{ic}\,\eta_s}\left[\int_{s_0}^{s}\frac{F_0}{\eta_i}\,\mathrm{d}s - (G_v + G_i)\,\eta_r\,\frac{1}{\beta}\int_{V_i}^{V_s} V\,\mathrm{d}V + \int_{s_i}^{s_s}(r_t - i)\,\mathrm{d}s\right]. \quad (9)$$

Pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţelor rezistente, energia consumată într-un parcurs se calculează cu relaţia :

$$W = \frac{k_a(G_v + G_i)}{367\,\eta_{ic}\,\eta_s}\left[\int_{s_0}^{s}\frac{r_t\,\mathrm{d}s}{\eta_i} \pm \int_{s_0}^{s}\frac{i\,\mathrm{d}s}{\eta_i} + \int_{s_0}^{s} f_f\,\frac{\mathrm{d}s}{\eta_i} - \eta_r\,\frac{1}{\beta}\int_{V_i}^{V_s} V\,\mathrm{d}V\right]. \quad (10)$$

2. Calculul consumului de energie electrică cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice

Consumul de energie electrică se poate determina cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice prin integrarea ecuaţiilor (4), (9) sau (10).

Pentru modelarea relaţiei (4) cu ajutorul unui calculator elctronic analogic este necesar să se adopte următorii coeficienţi etalon :

— pentru consumul de energie electrică :

$$k_w = \frac{U_w}{W},\ V/\mathrm{Wh};$$

— pentru tensiune :

$$k_u = \frac{U_u}{U_n},\ V/\mathrm{V};$$

— pentru curent :

$$k_i = \frac{U_i}{I},\ \mathrm{V/A};$$

— pentru timp :

$$k_t = \frac{U_t}{t},\ \mathrm{V/min}.$$

Derivînd şi înlocuind în relaţia (4), se obţine :

$$\frac{\mathrm{d}U_w}{\mathrm{d}U_t} = \frac{k_w}{60\,k_t\,k_u\,k_i}\,U_u\,(U_{it} - U_{ir}). \quad (11)$$

Cu ajutorul relaţiei (11) se poate realiza un model electronic care să descrie ecuaţia (4), cu care se poate calcula consumul de energie electrică raportat la pantograful locomotivei. La folosirea acestei relaţii, pentru determinarea consumului de energie la barele substaţiilor de tracţiune, trebuie să se aibă în vedere randamentele liniei de contact şi al substaţiilor de tracţiune. De asemenea trebuie să se stabilească şi consumul de energie pentru instalaţiile auxiliare de pe locomotivă.

O variantă a schemei bloc pentru rezolvarea relaţiei (4) este dată în figura 1.

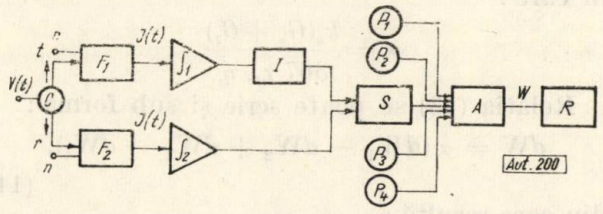


Fig. 1

După cum se vede din schema din figura 1, calculatorul electronic analogic pentru calculul consumului de energie electrică este cuplat direct cu calculatorul analogic pentru calculul timpilor de mers, deoarece este necesar ca la intrarea în generatoarele de funcţii F_1 şi F_2, care reproduc funcţiile I_t (V) şi I_r (V), să se aplice o tensiune proporţională cu V (t) şi să se stabilească regimul de funcţionare prin poziţia n a manetei de comandă. În general, aceste calcule se fac cu un singur calculator electronic specializat.

Schema din figura 1 este prevăzută cu un comutator care comandă trecerea de la regimul de tracţiune la regimul de frînare cu recuperare şi invers.

Tensiunile de la ieşirea din generatoarele de funcţii F_1 şi F_2 sînt transmise integratoarelor $\int_1$, $\int_2$, care rezolvă integralele din relaţia (4) pentru regimul de tracţiune, respectiv de frînare. Tensiunea de la ieşirea din integratorul $\int_1$, avînd semnul minus, se transmite inversorului I, iar tensiunea de la ieşirea din integratorul $\int_2$ se transmite cu semnul minus sumatorului S, care realizează diferenţa integralelor din paranteza relaţiei (4).

Schema din figura 1 mai este prevăzută cu un grup de potenţiometre care realizează tensiuni proporţionale cu η_{ic}, η_s, k_a şi $U_n/60$, tensiuni ce se transmit amplificatorului A. La ieşirea din acest amplificator se obţine o tensiune proporţională cu energia consumată, care se înregistrează sub formă de curbe W (t) sau W (s), cu ajutorul dispozitivului de înregistrare R. Rezultatele pot fi înregistrate şi sub formă numerică.

Pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţei de tracţiune, se modelează pentru

integrare relaţia (9), care se poate scrie sub forma :

$$dW = \frac{k_a(G_v + G_t)}{367\,\eta_{tc}\,\eta_s}\left[\frac{f_0}{\eta_t}\,ds - \frac{1}{\beta}\,\eta_r V\,dV + \right.$$
$$\left. + \eta_r r_t\,ds - \eta_r i ds\right]. \quad (12)$$

Dacă se are în vedere că $ds = V dt$, se obţine :

$$dW = \alpha\left[\frac{f_0 V}{\eta_t}\,dt - \frac{V\eta_r}{\beta}\,dV + r_t V\eta_r\,dt - i\,V\eta_r dt\right], \quad (13)$$

în care :

$$\alpha = \frac{k_a(G_v + G_t)}{367\,\eta_{tc}\,\eta_s}.$$

Relaţia (13) se poate scrie şi sub forma :

$$dW = \alpha\,(dW_1 - dW_2 + dW_3 - dW_4), \quad (14)$$

din care rezultă :

$$\frac{dW_1}{dt} = \frac{f_0 V}{\eta_t}; \quad (15)$$

$$\frac{dW_2}{dV} = \frac{1}{\beta}\,\eta_r V; \quad (16)$$

$$\frac{dW_3}{dt} = \eta_r r_t V; \quad (17)$$

$$\frac{dW_4}{dt} = \eta_r i V. \quad (18)$$

Pentru modelarea acestor relaţii se adoptă coeficienţii etalon k_w, k_t ca şi în cazul precedent, iar coeficienţii etalon $k_{\eta t}$, k_v, k_f, k_r şi k_i se calculează cu relaţiile :

$$k_{\eta t} = \frac{U_\eta}{\eta_t^{-1}},\ V;$$

$$k_v = \frac{U_v}{V},\ \text{V/km/h};$$

$$k_f = \frac{U_f}{f_0},\ \text{V/kgf/t};$$

$$k_r = \frac{U_r}{r_t},\ \text{V/kgf/h}.$$

Cu aceste valori, relaţiile (15) — (18) devin :

$$\frac{dU_{w1}}{dU_t} = \frac{k_w}{k_t\,k_f\,k\,k_v}\,U_f\,U_v\,U_\eta; \quad (19)$$

$$\frac{dU_{w2}}{dU_v} = \frac{k_w\,\eta_r}{k_v\,k_v}\,U_v; \quad (20)$$

$$\frac{dU_{w3}}{dU_t} = \frac{k_v\,\eta_r}{k_w\,k_v\,k_r}\,U_v\,U_r; \quad (21)$$

$$\frac{dU_{w4}}{dU_t} = \frac{k_w\,\eta_r}{k_t\,k_i\,k_v}\,U_i\,U_v. \quad (22)$$

Dacă se are în vedere relaţia (14), se obţine :

$$dU_w = \alpha\,(dU_{w1} - dU_{w2} + dU_{w3} - dU_{w4}), \quad (23)$$

de unde :

$$dU_w = \alpha\left[\frac{k_w}{k_t\,k_f\,k_\eta\,k_r}\,U_f U_v U_\eta\,dU_t - \frac{k_w\,\eta_r}{k_r\,k_v}\,U_v dU_v + \right.$$
$$\left. + \frac{k_w\,\eta_r}{k_t\,k_v\,k_r}\,U_v\,U_r\,dU_t - \frac{k_w\,\eta_r}{k_t\,k_t\,k_v}\,U_t\,U_t\,dU_t\right]. \quad (24)$$

Cu ajutorul acestei relaţii se poate realiza un model electronic care să descrie ecuaţia consumului de energie electrică pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţei de tracţiune.

O variantă a schemei bloc pentru integrarea ecuaţiei (13) este reprezentată în figura 2.

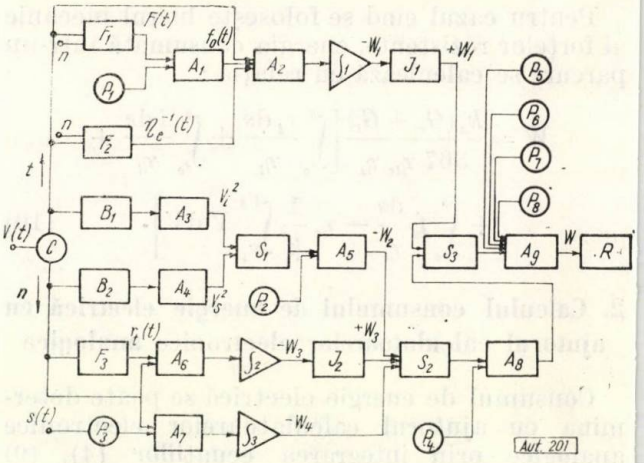


Fig. 2

Din figura 2 rezultă că modelarea relaţiei (13) se poate face cu o schemă mult mai complexă decît relaţia (4).

Pentru rezolvarea relaţiei (13), schema din figura 2 este prevăzută cu mai multe grupuri de blocuri, corespunzător celor patru termeni ai acestei relaţii.

Primul termen W_1, care reprezintă lucrul mecanic al forţei specifice de tracţiune, se rezolvă cu ajutorul primului grup de blocuri din schema din figura 2. Forţa de tracţiune F_0 (V) se realizează cu ajutorul generatorului de funcţii F_1, iar termenul $(G_v + G_t)$ se realizează cu ajutorul potenţiometrului P_1. Deoarece este necesar să se obţină funcţia f_0 (t), la intrarea generatorului de funcţie F_1 se aplică o tensiune proporţională cu V (t) şi la ieşirea din acesta se obţine o tensiune proporţională cu F_0 (t). Tensiunea proporţională cu f_0 (t), se obţine la ieşirea din amplificatorul A_1.

Funcţia η_t (t) se obţine la ieşirea din generatorul de funcţii F_2, iar cu ajutorul amplificatorului A_2 se realizează o tensiune proporţională cu produsul $Vr_0\,\eta_t^{-1}$, tensiune ce se transmite

integratorului $\int_1$. La ieşirea din acest integrator se obţine o tensiune proporţională cu lucrul mecanic al forţei specifice de tracţiune, dar cu semnele minus. Semnul se inversează cu ajutorul inversorului I_1, la ieşirea căruia se obţine o tensiune proporţională cu W_1.

Pentru trecerea de la regimul de tracţiune la cel de frînare se foloseşte comutatorul C.

Termenul al doilea W_2 al relaţiei (13), care reprezintă energia cinetică care se transformă în energie electrică şi care se recuperează în timpul frînărilor cu recuperare, se rezolvă cu ajutorul celui de al doilea grup de blocuri din schema din figura 2.

Cu ajutorul blocurilor B_1 şi B_2 se realizează tensiuni proporţionale cu vitezele de început de frînare cu recuperare şi respectiv de sfîrşit de frînare, iar cu ajutorul amplificatoarelor A_3 şi A_4 se realizează tensiuni proporţionale cu V_i^2 şi V_s^2. Sumatorul S_1 realizează diferenţa $V_i^2 - V_s^2$, iar amplificatorul A_5 realizează o tensiune proporţională cu $-W_2$ cu ajutorul tensiunilor primite de la sumatorul S_1 şi de la potenţiometrul P_2, care realizează o tensiune proporţională cu $0{,}5\ \beta^{-1}$.

Partea din energia cinetică care se consumă pentru învingerea rezistenţelor la mers în palier şi aliniament, pentru perioade de frînare cu recuperare, este reprezentată prin termenul al treilea al relaţiei (13) şi se modelează cu ajutorul celui de al treilea grup de blocuri din schema din figura 2.

Generatorul de funcţii F_3 reproduce funcţia $r_t(V)$ şi, deoarece la intrare primeşte o tensiune proporţională cu $V(t)$, la ieşire va avea o tensiune proporţională cu $r_t(t)$, iar amplificatorul A_6 realizează produsul $r_t V$. Cu ajutorul integratorului $\int_2$ se calculează lucrul mecanic W_3 al forţelor rezistente la mers în palier şi aliniament. La ieşirea din integratorul $\int_2$ se obţine o tensiune proporţională cu W_3 dar cu semnul minus. Inversorul I_2 inversează semnul tensiunii proporţionale cu W_3. Energia ce se poate recupera la circulaţia pe pante W_4, care este reprezentată prin termenul al patrulea al relaţiei (13), se poate calcula cu ajutorul celui de al patrulea grup de blocuri din schema 2. Potenţiometrul P_3 realizează declivitatea pantelor i pe care se realizează frînarea, iar amplificatorul A_7 realizează produsul iV şi, la ieşirea acestuia, se obţine o tensiune proporţională cu acest produs. Integratorul $\int_3$, care primeşte la intrare o tensiune proporţională cu iV, rezolvă cea de a patra integrală din relaţia (13), iar la ieşire se obţine o tensiune proporţională cu W_4.

Cu ajutorul sumatorului S_2 se realizează suma $-W_2 + W_3 - W_4$ care reprezintă energia mecanică specifică recuperată. Deoarece la stabilirea acestei energii este necesar să se aibă în vedere şi randamentul de recuperare η_r, se foloseşte amplificatorul A_8, care primeşte la intrare tensiunea de la sumatorul S_2 şi o tensiune proporţională cu randamentul de recuperare dată de potenţiometrul P_4.

Sumatorul S_3 realizează la ieşire o tensiune proporţională cu lucrul mecanic specific consumat pentru remorcarea trenului.

Pentru transformarea acestui lucru mecanic în energie electrică se folosesc potenţiometrele P_5, P_6, P_7 şi P_8, care dau tensiuni proporţionale cu $k_a \cdot \frac{G_v + G_t}{367}$, η_{tc} şi η_s, şi amplificatorul A_9, care realizează produsul $\alpha(W_1 - W_2 + W_3 - W_4)$. La ieşirea din amplificatorul A_9 se obţine o tensiune proporţională cu energia electrică consumată şi, cu ajutorul dispozitivului de înregistrare R, se înregistrează energia electrică sub forma $W(t)$ sau $W(s)$.

Pentru cazul sînd se foloseşte lucrul mecanic al forţelor rezistente se modelează relaţia (10), care poate fi scrisă şi sub forma :

$$dW = \alpha\left[\frac{r_t}{\eta_t} V dV \pm \frac{i}{\eta_t} V dt + \frac{f_f}{\eta_t} V dt - \frac{\eta_r}{\beta} V dV\right] \quad (25)$$

sau :

$$dW = \alpha(dW_1 \pm dW_2 + dW_3 - dW_4), \quad (26)$$

în care :

$$\frac{dW_1}{dt} = \frac{r_t V}{\eta_t}; \quad (27)$$

$$\frac{dW_2}{dt} = \frac{iV}{\eta_t}; \quad (28)$$

$$\frac{dW_3}{dt} = \frac{f_f V}{\eta_t}; \quad (29)$$

$$\frac{dW_4}{dV} = \frac{\eta_r V}{\beta}. \quad (30)$$

Dacă se adoptă aceiaşi coeficienţi etalon ca şi în cazurile precedente, relaţiile (27) — (30) devin :

$$\frac{dU_{w1}}{dU_t} = \frac{k_w}{k_t k_r k_\eta k_v} U_r U_v U_\eta; \quad (31)$$

$$\frac{dU_{w2}}{dU_t} = \frac{k_w}{k_t k_i k_\eta k_v} U_t U_v U_\eta; \quad (32)$$

$$\frac{dU_{w3}}{dU_t} = \frac{k_w}{k_t k_{ff} k_\eta k_v} U_{ff} U_v U_\eta; \quad (33)$$

$$\frac{dU_{w4}}{dU_v} = \frac{k_w \eta_r}{\beta k_t k_v} U_v. \quad (34)$$

Dacă se are în vedere relaţia (26) se obţine :

$$dU_w = (dU_{w1} \pm dU_{w2} + dU_{w3} - dU_{w4}), \quad (35)$$

de unde:

$$dU_w = \alpha \left(\frac{k_w}{k_t k_r k_\eta k_v} U_r U_v U_\eta dU_t \pm \right.$$

$$\pm \frac{k_w}{k_t k_i k_\eta k_v} U_i U_v U_\eta dU_t +$$

$$\left. + \frac{k_w}{k_t k_{ff} k_\eta k_v} U_{ff} U_v U_\eta dU_t - \frac{k_w \eta_r}{k_t k_v} U_v dU_v \right). \quad (36)$$

Cu ajutorul relaţiei (36) se poate realiza un model electric care să descrie formula consumului de energie electrică pentru cazul cînd se foloseşte lucrul mecanic al forţelor rezistente.

O variantă a schemei bloc pentru integrarea ecuaţiei (25) este dată în figura 3.

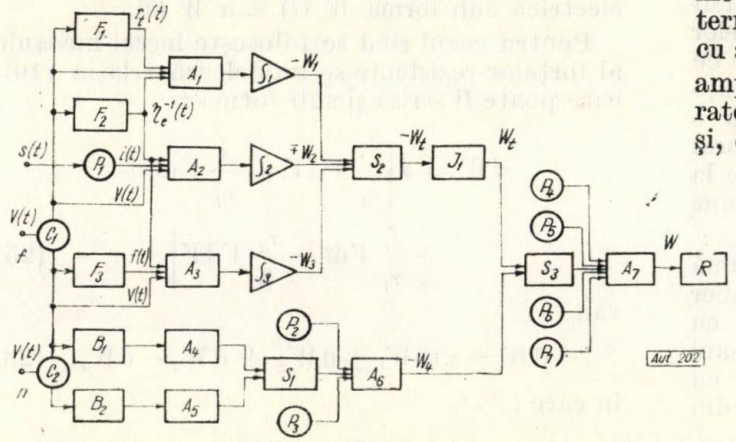


Fig. 3

După cum se vede din figura 3, schema bloc pentru rezolvarea ecuaţiei (25) este prevăzută cu două comutatoare C_1 şi C_2, care realizează comutarea pe regimul de frînare mecanică sau pe regimul de frînare cu recuperare cînd frînarea are loc pe pante lungi şi cu declivităţi mari.

Primul termen al relaţiei (25), care reprezintă lucrul mecanic al forţei rezistente specifice la mersul în palier şi aliniament, se modelează pentru integrare cu ajutorul generatoarelor de funcţii F_1 şi F_2 şi al amplificatorului A_1. Generatorul de funcţii F_1 reproduce funcţia r_t (V), iar generatorul F_2, funcţia η_i^{-1} (V). Prin aplicarea la intrarea în aceste generatoare a unor tensiuni proporţionale cu V (t), la ieşirea lor se obţin tensiuni proporţionale cu r_t (t), respectiv $\eta_i^{-1}(t)$. Amplificatorul A_1 realizează produsul $r_t \eta_i^{-1} V$ şi integratorul $\int_1$ rezolvă integrarea primului termen al relaţiei (25), dînd la ieşire o tensiune proporţională cu $-W_1$.

Lucrul mecanic specific suplimentar la circulaţia pe declivităţi este dat de termenul doi al relaţiei (25) şi se rezolvă cu ajutorul generatorului de funcţii F_2, al grupului de potenţiometre P_1 şi amplificatorul A_2.

Amplificatorul A_2 primeşte de la generatorul de funcţii F_2 o tensiune proporţională cu $\eta_i^{-1}(t)$, de la grupul de potenţiometre P_1 o tensiune proporţională cu i (t) şi o tensiune proporţională cu V (t), şi realizează produsul $i\eta_i^{-1} V$. Tensiunea de la ieşirea din amplificatorul A_2 este transmisă integratorului $\int_2$, la ieşirea căruia se obţine o tensiune proporţională cu lucrul mecanic specific $-W_2$ dat de termenul doi al relaţiei (25).

Pentru perioadele de frînare mecanică, lucrul mecanic al forţei specifice de frînare, dat de termenul al treilea al relaţiei (25), se calculează cu ajutorul generatoarelor de funcţii F_2 şi F_3, al amplificatorului A_3 şi al integratorului $\int_3$. Generatorul de funcţii F_3 reproduce funcţia f_f (V) şi, datorită unei tensiuni proporţionale cu V (t) primită la intrare, va da la ieşire o tensiune proporţională cu f_f (t). În afara tensiunii proporţionate cu f_f (t), la bornele amplificatoareler se mai transmit şi tensiuni proporţionale cu η_i^{-1} (t) şi V (t). La ieşirea amplificatorului, A_3 se obţine o tensiune proporţională cu produsul $f_f \eta_i^{-1}$ (V), tensiunea ce se transmite la intrarea în integratorul $\int_3$, la ieşirea căruia se obţine o tensiune proporţională cu lucrul mecanic al forţei specifice de frînare $-W_3$.

Energia specifică mecanică recuperată se calculează cu ajutorul blocurilor B_1, B_2, al amplificatoarelor A_4, A_5 şi A_6, al sumatorului S_1 şi al potenţiometrelor P_2 şi P_3, ca şi în cazul schemei din figura 3. La ieşirea din amplificatorul A_6 se obţine o tensiune proporţională cu energia mecanică specifică recuperată $-W_4$.

Tensiunile proporţionale cu $-W_1$, $\mp W_2$ şi $-W_3$ sînt însumate cu sumatorul S_2 şi inversarea semnului se realizează cu ajutorul inversorului I_1. Sumatorul S_3 însumează tensiunile proporţionale cu energia mecanică specifică consumată şi energia mecanică specifică recuperată.

Factorul α este realizat, ca şi în schema din figura 2, cu ajutorul potenţiometrelor P_4, P_5, P_7 şi P_7.

Amplificatorul A_7 realizează transformarea energiei mecanice în energie electrică, iar dispozitivul de înregistrare R înregistrează consumul de energie electrică sub forma W (t) sau W (s).

Ing. I. PALCU

Traductoare corelative pentru măsurarea vitezelor şi deplasărilor

În articol este descrisă o clasă nouă de traductoare de viteză şi deplasare, a căror funcţionare se bazează pe principiul corelaţiei proceselor aleatorii. Pentru înţelegerea principiului de funcţionare se prezintă, pe scurt, relaţiile de bază ale teoriei corelaţiei şi schema de elemente (bloc) a traductoarelor. Se enumeră principalele domenii industriale în care pot fi folosite cu succes traductoarele corelative şi posibilităţile lor de perfecţionare.

1. Elemente de teoria corelaţiei [1, 2, 3]

Un proces aleatoriu (stocastic) se numeşte o funcţie de timp $X(t)$ care, pentru fiecare valoare a argumentului, reprezintă o variabilă aleatorie. Un exemplu simplu de proces aleatoriu îl constituie fluctuaţiile tensiunii la ieşirea unui amplificator de curent continuu. Dacă se înregistrează aceste fluctuaţii la un număr mare de amplificatoare, aflate în condiţii identice, se obţine o familie de realizări ca în figura 1. Studiul procesului aleatoriu se realizează cu

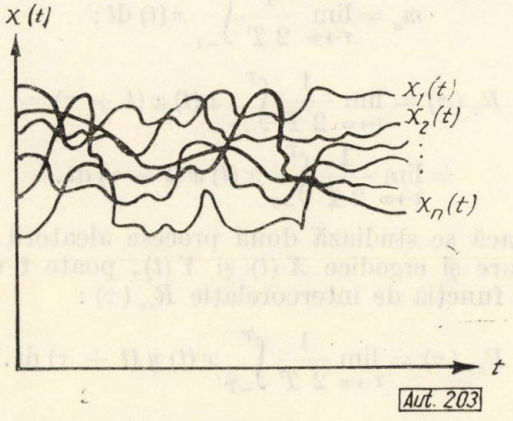


Fig. 1

ajutorul funcţiilor de repartiţie şi al funcţiilor de densitate de probabilitate.

Funcţia de repartiţie de ordinul întîi $F_1(x_1, t_1)$ reprezintă probabilitatea că în momentul t_1 procesul aleatoriu $X(t)$ va avea o valoare mai mică sau egală cu x_1. Matematic aceasta se exprimă astfel:

$$F_1(x_1, t_1) = P[X(t_1) \leqslant x_1]. \quad (1)$$

Funcţia de densitate de probabilitate de ordinul întîi $f_1(x_1, t_1)$ indică densitatea de probabilitate a variabilei aleatorii $X(t_1)$ şi se determină prin derivarea funcţiei de repartiţie $F_1(x_1, t_1)$:

$$f_1(x_1, t_1) = \frac{\partial F(x_1, t_1)}{\partial x_1}. \quad (2)$$

Cunoaşterea funcţiei de densitate de probabilitate de ordinul întîi permite să se determine probabilitatea ca procesul aleatoriu $X(t)$ să aibă în momentul t_1 o valoare cuprinsă între x_1 şi $x_1 + \mathrm{d}x_1$:

$$P[x_1 \leqslant X(t_1) \leqslant x_1 + \mathrm{d}x_1] = f_1(x_1, t_1)\,\mathrm{d}x_1. \quad (3)$$

Relaţia (3) poate fi interpretată fizic astfel: produsul $f_1(x_1, t_1)\,\mathrm{d}x_1$ indică probabilitatea ca $X(t)$, în momentul t_1, să treacă prin „fereastra" $\mathrm{d}x_1$, ca în figura 2.

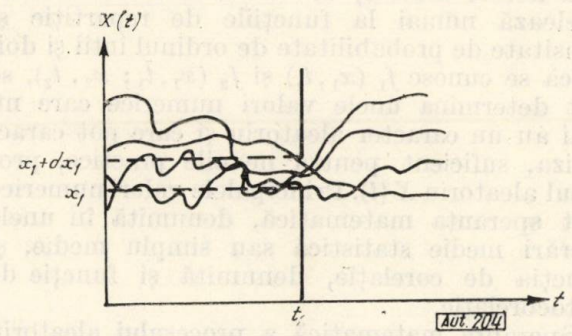


Fig. 2

Asemănător se poate defini funcţia de repartiţie şi funcţia de densitate de probabilitate de ordinul doi:

$$F_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = P[X(t_1) \leqslant x_1; X(t_2) \leqslant x_2]; \quad (4)$$

$$f_2(x_1, t_1; x_2, t_2) = \frac{\partial^2 F(x_1 t_1; x_2, t_2)}{\partial x_1\, \partial x_2}. \quad (5)$$

Densitatea de probabilitate de ordinul doi permite să se calculeze probabilitatea ca procesul aleatoriu să treacă prin două „ferestre",

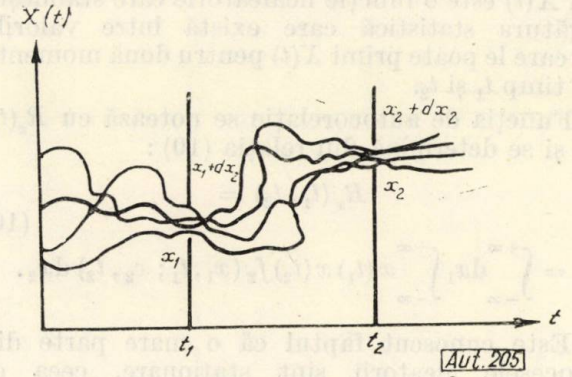


Fig. 3

respectiv $\mathrm{d}x_1$ şi $\mathrm{d}x_2$, fapt stabilit de relaţia (6) şi reprezentat în figura 3:

$$P[x_1 \leqslant X(t_1) \leqslant x_1 + \mathrm{d}x_1;\ x_2 \leqslant X(t_2) \leqslant x_2 + \mathrm{d}x_2] = f_2(x_1, t_1; x_2, t_2)\,\mathrm{d}x_1\,\mathrm{d}x_2. \quad (6)$$

Dacă se continuă operaţia de determinare a funcţiei de repartiţie şi densitate de probabilitate de ordin superior, de exemplu de ordinul n, se obţin relaţiile :

$$F_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \ldots; x_n, t_n) = P[X(t_1) \leqslant x_1; X(t_2) \leqslant x_2; \ldots; X(t_n) \leqslant x_n]; \quad (7)$$

$$f_n(x_1, t_1; x_2, t_2; \ldots; x_n t_n) = \frac{\partial^n F(x_1, t_1; x_2, t_2; \ldots; x_n, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \ldots \partial x_n}. \quad (8)$$

Cu cît n este mai mare, cu atît gradul de cunoaştere al procesului este mai profund şi cantitatea de informaţie primită este mai mare. Relaţiile (7) şi (8) presupun efectuarea unor calcule laborioase, care solicită timp îndelungat. Din aceste motive, de cele mai multe ori se apelează numai la funcţiile de repartiţie şi densitate de probabilitate de ordinul întîi şi doi. Dacă se cunosc $f_1(x_1, t_1)$ şi $f_2(x_1, t_1; x_2, t_2)$, se pot determina unele valori numerice care nu mai au un caracter aleatoriu şi care pot caracteriza, suficient pentru nevoile practice, procesul aleatoriu $X(t)$. Principalele valori numerice sînt speranţa matematică, denumită în unele lucrări medie statistică sau simplu medie, şi funcţia de corelaţie, denumită şi funcţie de autocorelaţie.

Speranţa matematică a procesului aleatoriu $X(t)$ este o funcţie nealeatorie $m_x(t)$ care, pentru fiecare valoare a argumentului t, este egală cu speranţa matematică a variabilei aleatorii obţinute din $X(t)$ pentru argumentul respectiv.

Dacă pentru momentul t variabila aleatorie a lui $X(t)$ va fi $x(t)$, speranţa matematică a procesului aleatoriu va fi :

$$m_x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) f_1(x, t)\, dx. \quad (9)$$

Funcţia de autocorelaţie a procesului aleatoriu $X(t)$ este o funcţie nealeatorie care stabileşte legătura statistică care există între valorile pe care le poate primi $X(t)$ pentru două momente de timp t_1 şi t_2.

Funcţia de autocorelaţie se notează cu $R_x(t_1, t_2)$ şi se determină din relaţia (10) :

$$R_x(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1)\, x(t_2) f_2(x_1, t_1; x_2, t_2)\, dx_2. \quad (10)$$

Este cunoscut faptul că o mare parte din procesele aleatorii sînt staţionare, ceea ce presupune că proprietăţile statistice ale procesului aleatoriu nu se schimbă în raport cu originea argumentului (timpului) pentru care sînt calculate.

Rezultă imediat că un proces aleatoriu staţionar are speranţa matematică constantă şi funcţia lui de autocorelaţie depinde numai de intervalul de timp dintre cele două momente t_1 şi t_2 pentru care se calculează. Aceste proprietăţi ale proceselor aleatorii staţionare simplifică considerabil calculul speranţei matematice şi al funcţiei de autocorelaţie, după cum reiese din relaţiile (11) şi (12) :

$$m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} x f_1(x)\, dx; \quad (11)$$

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} dx_1 \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 f_2(x_1, x_2, \tau)\, dx_2, \quad (12)$$

unde $\tau = t_2 - t_1$.

Se observă că toate relaţiile scrise pînă acum se referă la operaţii care se efectuează asupra unui ansamblu de realizări (fig. 1).

Dacă procesul aleatoriu staţionar se bucură de proprietatea de ergodicitate, media efectuată pe ansamblul de realizări poate fi înlocuită cu media în timp efectuată asupra unei singure realizări. Aceasta este o proprietate remarcabilă care simplifică considerabil calculele efectuate pentru determinarea speranţei matematice şi a funcţiei de autocorelaţie.

Pentru un proces aleatoriu staţionar şi ergodic, relaţiile (11) şi (12) devin :

$$m_x = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, dt; \quad (13)$$

$$R_x(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, x(t + \tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, x(t - \tau)\, dt. \quad (14)$$

Dacă se studiază două procese aleatorii staţionare şi ergodice $X(t)$ şi $Y(t)$, poate fi definită funcţia de intercorelaţie $R_{xy}(\tau)$:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} x(t)\, y(t + \tau)\, dt. \quad (15)$$

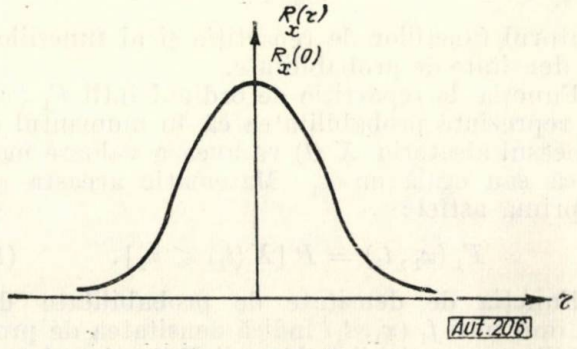


Fig. 4

Funcţia de autocorelaţie se reprezintă grafic ca în figura 4. Proprietatea principală care interesează în cazul de faţă este maximul funcţiei de autocorelaţie pentru $\tau = 0$.

2. Principiul de funcţionare al traductoarelor corelative [4, 5]

Calculul funcţiilor de corelaţie cu ajutorul relaţiilor (14) şi (15) necesită un volum de muncă important. Pentru a automatiza procesul de calcul au fost create calculatoare specializate, de tip analogic şi numeric, denumite corelatoare. Schema de elemente a unui corelator (fig. 5) se compune din trei blocuri principale: blocul de întîrziere τ, blocul de înmulţire X şi blocul de integrare $\int$. Succesiunea efectuării operaţiilor este indicată tot în figura 5.

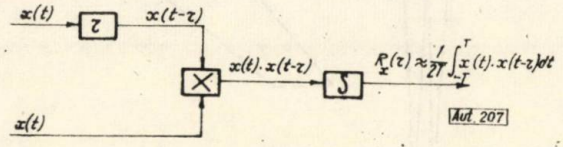


Fig. 5

Traductoarele corelative sînt de fapt corelatoare în care se urmăreşte menţinerea la ieşirea corelatorului a valorii maxime $R_x(\tau) = \max$. Pentru a înţelege modul de funcţionare al acestor traductoare se pot imagina două obiecte 0_1 şi 0_2 (fig. 6) care se pot deplasa unul în raport cu celălalt cu viteza v (viteza fiind variabilă).

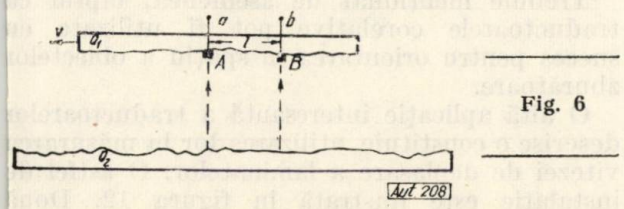


Fig. 6

Se admite că 0_1 este mobil şi 0_2 este fix. Se presupune, de asemenea, că de pe suprafaţa lui 0_2, a cărui formă variază întîmplător, se poate ridica un semnal care să depindă de forma suprafeţei Dacă se captează semnalele ridicate din fiecare punct al suprafeţei lui 0_2, se va obţine o funcţie (proces) aleatorie $x(t)$, dată fiind natura aleatorie a suprafeţei. Pe obiectul mobil sînt montate două receptoare A şi B, care captează procesul aleatoriu $x(t)$. Receptoarele A şi B se află depărtate unul de altul la distanţa l. Primul care va primi semnalul va fi receptorul A, la a cărui ieşire a se va obţine semnalul (fig. 7):

$$x_a(t) = x(t). \tag{16}$$

Receptorul B va primi acelaşi semnal, dar cu o anumită întîrziere τ_d denumită întîrziere de deplasare, ce depinde de distanţa dintre receptoare l şi de viteza v. Întrucît distanţa l este mult mai mică decît distanţa pe care o parcurge mobilul 0_1, se poate considera că în intervalul τ_d, în care este parcursă distanţa l, viteza este constantă şi deci:

$$\tau_d = \frac{l}{v}. \tag{17}$$

Rezultă că la ieşirea receptorului B se va obţine:

$$x_b(t) = x_a(t - \tau_d) = x(t - \tau_d). \tag{18}$$

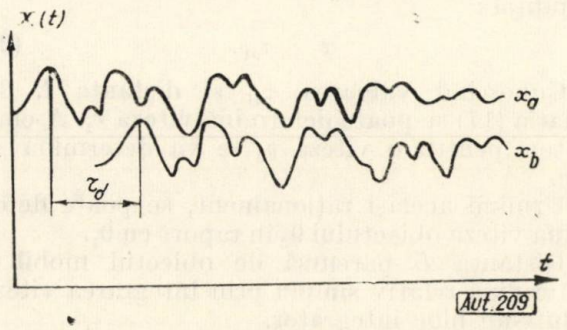


Fig. 7

Expresia funcţiei de autocorelaţie a semnalelor definite de relaţiile (16) şi (18), pentru un T suficient de mare, va fi:

$$R_x(\tau - \tau_d) \approx \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t - \tau)\, x(t - \tau_d)\, dt. \tag{19}$$

Pentru calculul funcţiei de autocorelaţie se aplică cele două semnale la intrarea unui corelator cum este cel din figura 8, al cărui bloc de întîrziere este reglabil. Funcţia de autocorelaţie $R_x(\tau - \tau_d)$ are valoarea maximă pentru întîrzierea:

$$\tau = \tau_d. \tag{20}$$

Pentru diferite valori ale lui τ_d, poziţia maximului se deplasează pe axa întîrzierilor τ,

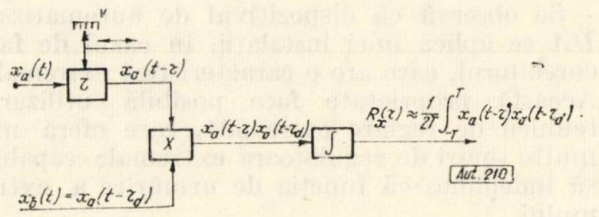


Fig. 8

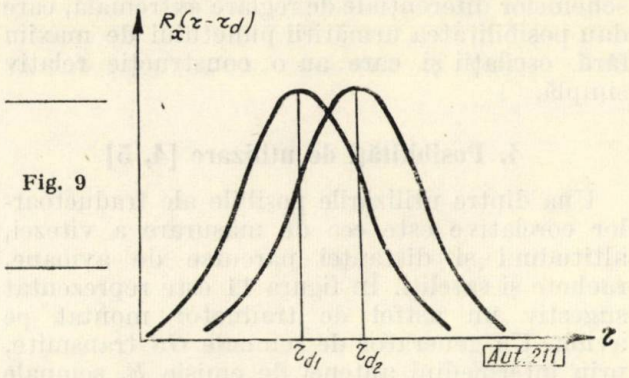


Fig. 9

aşa cum este indicat în figura 9. Se admite că obiectul 0_1 se deplasează cu o viteză v_1 căreia îi corespunde o întîrziere de deplasare τ_{d1}.

Operatorul modifică întîrzierea blocului de întîrziere τ pînă cînd aparatul indicator arată valoarea maximă a funcţiei de autocorelaţie, ceea ce are loc atunci cînd este îndeplinită condiţia :

$$\tau = \tau_{d1}. \qquad (21)$$

Cunoscînd valoarea τ_{d1} şi distanţa l, din relaţia (17) se poate determina viteza v_1. Asemănător, pentru o viteză v_2 se va determina τ_{d2} etc.

Urmînd acelaşi raţionament, se poate determina viteza obiectului 0_2 în raport cu 0_1.

Distanţa L parcursă de obiectul mobil se determină relativ simplu prin integrarea vitezei v într-un bloc integrator.

3. Automatizarea procesului de măsurare [5, 6]

O analiză atentă a traductorului din figura 8 arată că, pentru automatizarea măsurării vitezei şi deplasării, este necesar un dispozitiv (bloc) care să urmărească poziţia maximului funcţiei de autocorelaţie şi, în funcţie de aceasta, să modifice întîrzierea τ. Acest bloc este reprezentat în figura 10.

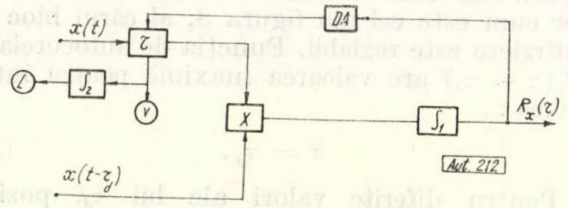


Fig. 10

Se observă că dispozitivul de automatizare *DA* se aplică unei instalaţii, în cazul de faţă corelatorul, care are o caracteristică extremală. Această proprietate face posibilă utilizarea tehnicii de reglare extremală, care oferă mai multe tipuri de regulatoare extremale capabile să îndeplinească funcţia de urmărire a extremului

În cazul de faţă există posibilitatea utilizării schemelor diferenţiale de reglare extremală, care dau posibilitatea urmăririi punctului de maxim fără oscilaţii şi care au o construcţie relativ simplă.

4. Posibilităţi de utilizare [4, 5]

Una dintre utilizările posibile ale traductoarlor corelative este cea de măsurare a vitezei, altitudinii şi distanţei parcurse de avioane, rachete şi sateliţi. În figura 11 este reprezentat sugestiv un astfel de traductor montat pe avion. Un generator de semnale *GS* transmite, prin intermediul antenei de emisie E, semnale radio care se reflectă de pe sol şi se întorc spre cele două antene de recepţie R_1 şi R_2. Din cauza neuniformităţilor solului, cele două semnale recepţionate au un caracter aleatoriu şi practic se deosebesc între ele numai prin întîrzierea de deplasare τ_d. Elementele traductorului sînt notate la fel ca în figura 10. Rezultatele obţinute în experimentarea acestor dispozitive au fost considerate drept promiţătoare.

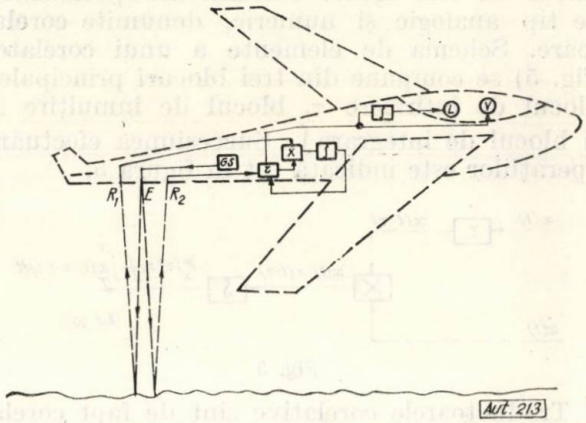


Fig. 11

Măsura atitudinii cu astfel de traductoare este deosebit de eficace, îndeosebi pentru înălţimi reduse unde mijloacele clasice nu dau rezultate satisfăcătoare.

Trebuie menţionat de asemenea, faptul că traductoarele corelative pot fi utilizate cu succes pentru orientarea în spaţiu a obiectelor zburătoare.

O altă aplicaţie interesantă a traductoarelor descrise o constituie utilizarea lor la măsurarea vitezei de deplasare a laminatelor. O astfel de instalaţie este ilustrată în figura 12. Două surse luminoase S_1 şi S_2 proiectează pe suprafaţa metalului, care se deplasează cu viteza v

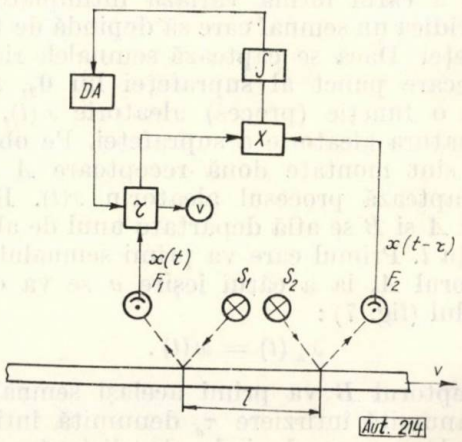


Fig. 12

semnale ce se reflectă pe două fotoelemente F_1 şi F_2. Din cauza neuniformităţilor, a petelor şi a rizurilor existente pe suprafaţa tablei laminate fluxurile luminoase reflectate vor avea variaţii aleatorii ale intensităţilor, ceea ce va conduce la apariţia unor semnale aleatorii la ieşiril

celor două fotoelemente. Aceste semnale se prelucrează ca şi în cazurile precedente, realizîndu-se astfel măsurarea vitezei laminatului.

Măsurarea vitezei laminatelor este importantă din două motive : cunoaşterea vitezei materialului laminat, înainte şi după valţuri, permite determinarea grosimii metalului laminat, iar pe de altă parte cunoaşterea vitezei permite o croire optimă a materialului, realizîndu-se astfel importante economii.

Posibilităţi reale de utilizare există şi în alte domenii unde se impune măsurarea cu precizie a vitezei unor medii în mişcare.

În încheiere se menţionează principalele avantaje ale traductoarelor corelative :

— asigură măsurarea vitezei fără ca traductorul să vină în contact direct cu mediul în mişcare ;

— precizia de măsurare depăşeşte precizia dispozitivelor clasice de măsurare a vitezelor.

Există posibilitatea de realizare a unor traductoare corelative numerice

BIBLIOGRAFIE

[1] Angot, A. *Complemente de matematici pentru ingineri din electrotehnică şi din telecomunicaţii.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[2] Laning, J. H., Battin, R. H. *Random processes in automatic control.* New York, McGraw-Hill, 1956.

[3] Davenport, W. B., Root, W. L. *An introduction to the theory of randon signals and noise.* New York, McGraw-Hill, 1958.

[4] Lange. F. H. *Korrelationselectronic.* Berlin, Verlag Technik, 1962.

[5] Kozuboski, S. F. *Avtomaticeskie korrelaţionnîe izmeriteli skorosti.* Moscova, Izd. Akademi Nauk S.S.S.R., 1963.

[6] Călin, S. *Regulatoare automate.* Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

---

ing. D. PETCU

Principii noi în construcţia regulatoarelor pneumatice analogice

După cum se ştie, un rol esenţial în automatizarea proceselor industriale îi revine pneumoautomaticii, care în prezent cunoaşte o largă utilizare în special în industria chimică, a prelucrării ţiţeiului, în industria uşoară etc.

Dezvoltarea rapidă a pneumoautomaticii în ultimii ani se explică printr-o serie de proprietăţi specifice aparaturii pneumatice de reglare, dintre care amintim : simplitatea construcţiei, siguranţă mare în funcţionare, preţ de cost scăzut, durată de viaţă lungă, posibilitatea de folosire în medii cu pericol de explozie şi incendiu etc. Sistemele de reglare pneumatice, din punct de vedere al utilizării lor în procesele industriale cu pericol de incendiu şi explozie, sînt de neînlocuit.

O dată cu introducerea în automatizarea proceselor industriale a aparatelor sistemelor de reglare unificate pneumatice, avînd la baza funcţionării lor principiul compensării forţelor fiind construite sub formă de blocuri cu funcţiuni bine definite, se părea că pneumoautomatica atinsese o limită a dezvoltării sale industriale.

În condiţiile răspîndirii tot mai largi a proceselor industriale moderne de mare complexitate, sistemele unificate de reglare au început să nu mai satisfacă noile cerinţe, atingîndu-se limita folosirii lor, determinată de faptul că ţină de genul funcţiunilor de îndeplinit ele au devenit prea rigide şi nu dau posibilitatea unor schimbări ulterioare. Acest fapt a impus o dezvoltare şi mai rapidă a elementelor de automatizare pneumatice printr-o cercetare mai profundată a noilor baze fizice şi a principiilor lor constructive, ajungîndu-se la realizarea unor mijloace de automatizare pneumatice sub formă modulară.

Principiul modular de construcţie al aparatelor pneumoautomaticii constă în faptul că fiecare aparat se realizează nu sub forma unei construcţii speciale, ci din unirea a mai multor elemente pneumatice de destinaţie universală, denumite elemente modul. Toate elementele modul îndeplinesc numai funcţiuni simple în circuitul general, constructiv sînt relativ simple şi au gabarite miniaturizate.

În prezent, elementele modul s-au dezvoltat pe două direcţii principale : elemente modul cu piese în mişcare şi elemente modul fără piese în mişcare (întîlnite în literatura de specialitate şi sub denumirile : elemente fluidice, elemente cu jeturi etc.). În prezentul articol se vor analiza regulatoarele realizare cu elemente modul cu piese în mişcare.

Folosirea principiului modular de construcţie a noilor regulatoare analogice se rezumă la elaborarea schemei aparatului şi completarea sa cu elemente modul standard ; astfel că etapele de construcţie întîlnite obligatoriu la regulatoarele din sistemele unificate de reglare în acest caz practic lipsesc.

Regulatoarele pneumatice realizate pe bază de elemente modul, faţă de cele realizate pe principiul blocurilor din sistemele unificate, prezintă următoarele avantaje :

— au o mai mare viteză de acţionare şi caracteristici dinamice superioare ;

— sînt cu 20 pînă la 30 % mai ieftine, avînd de asemenea o greutate mai redusă;

— legăturile dintre diversele elemente se fac prin canale frezate în placa de bază, fapt ce duce la mărirea siguranţei de funcţionare în exploatare;

— permit o reducere însemnată a volumului de piese de schimb în exploatare, deoarece toate blocurile de reglare folosesc aceleaşi elemente modul.

În cele ce urmează se vor analiza subansamblele funcţionale fundamentale folosite în regulatoarele pneumatice realizate pe baza elementelor modulare şi se vor prezenta diverse scheme de regulatoare proporţionale, proporţional-integrale şi proporţional-integral-derivative.

1. Subansamble funcţionale fundamentale

Regulatoarele pneumatice analogice, realizate pe baza elementelor modul, se compun din diverse subansamble funcţionale fundamentale, care pot realiza operaţii de însumare algebrică, de înmulţire cu un coeficient constant, de integrare, diferenţiere, derivare etc.

Elementele de corecţie din aceste regulatoare se realizează cu rezistenţe şi capacităţi pneumatice.

Însumarea algebrică a semnalelor pneumatice se poate face fie pe rezistenţe pneumatice, fie pe membrane, cu o precizie suficient de mare, astfel ca să poată fi folosite în regulatoarele pneumatice destinate stabilizării proceselor. Precizia de însumare pe rezistenţele pneumatice este de ordinul 2 % pînă la 3 %, fiind determinată în principal de neliniaritatea rezistenţelor şi de influenţa temperaturii asupra lor.

Cele mai simple subansamble funcţionale de însumare cu rezistenţe sînt reprezentate în figura 1, dintre care cea mai mare răspîndire a obţinut-o cel din figura 1, *c*. Rezistenţele care intră în componenţa acestor subansamble funcţionale pot fi rezistenţe constante, aşa cum sînt rezistenţele *1*, *2* şi *5* din figura 1, sau rezistenţe variabile, cum sînt rezistenţele *3*, *4* şi *6*.

Ecuaţia caracteristică a sumatorului rezistenţă constantă — rezistenţă variabilă (fig. 1, *c*), cel mai utilizat, se determină plecînd de la ecuaţia variaţiei debitului gravimetric de aer în unitatea de timp, care este:

$$\Delta G = \frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}p_e}{\mathrm{d}t} \cdot \frac{V}{R \cdot \theta}, \qquad (1)$$

unde:

V este volumul sarcinii de la ieşirea sumatotului;
R — constanta gazelor;
θ — temperatura absolută;
p_e — presiunea de ieşire.

Debitele de aer prin cele două rezistenţe 5 şi 6 sînt:

$$\begin{aligned} G_5 &= a\,(p_1 - p_e); \\ G_6 &= b\,(p_e - p_2), \end{aligned} \qquad (2)$$

unde a şi b sînt coeficienţii de debit ai rezistenţelor pneumatice 5 şi 6.

Din ecuaţiile (2) rezultă că:

$$\Delta G = G_5 - G_6 = a(p_1 - p_e) - b(p_e - p_2) = \\ = ap_1 + bp_2 - p_e(a + b). \qquad (3)$$

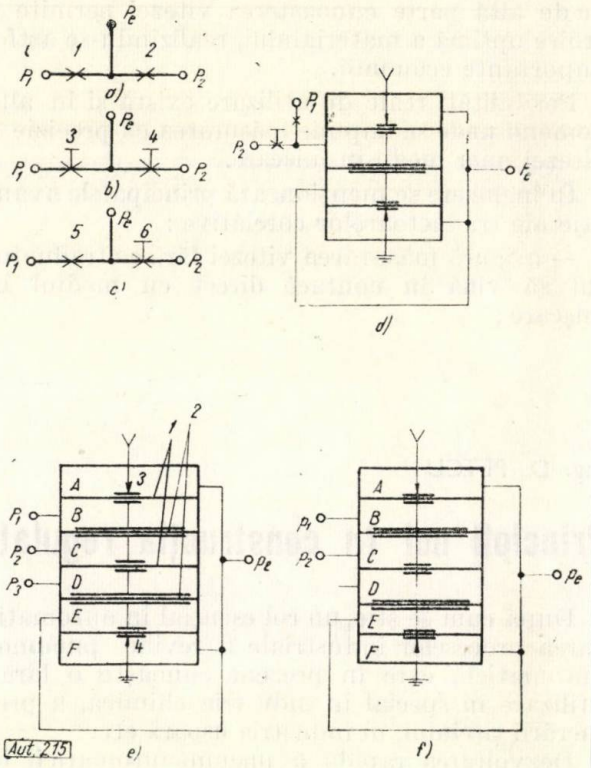


Fig. 1

Din relaţiile (1) şi (3) rezultă ecuaţia caracteristică căutată:

$$\frac{V}{R \cdot \theta} \cdot \frac{\mathrm{d}p_e}{\mathrm{d}t} + p_e(a + b) = a \cdot p_1 + b \cdot p_2$$

sau:

$$\frac{V}{R \cdot \theta\,(a + b)} \cdot \frac{\mathrm{d}p_e}{\mathrm{d}t} + p_e = \frac{a}{a + b} \cdot p_1 + \frac{b}{a + b} \cdot p_2$$

Notînd cu:

$\frac{V}{R \cdot \theta(a+b)} = T$ este constanta de timp sumatorului cu rezistenţe,

$\frac{a}{a + b} = K_1$ — coeficient de amplificare,

$\frac{b}{a + b} = K_2$ — coeficient de amplificare,

rezultă:

$$T \frac{\mathrm{d}p_e}{\mathrm{d}t} + p_e = K_1 \cdot p_1 + K_2 \cdot p_2.$$

În regim staţionar $\left(\frac{dp_e}{dt_e} = 0\right)$, sumatorul realizează următoarea operaţie :

$$p_e = K_1 \cdot p_1 + K_2 \cdot p_2,$$

iar :

$$K_1 + K_2 = 1\,; \quad \frac{K_1}{K_2} = \frac{b}{a}.$$

Din cercetările experimentale efectuate a rezultat că rezistenţa internă a sursei nu influenţează precizia funcţionării sumatorului cu rezistenţe.

În diverse scheme, de obicei subansamblul funcţional de însumare cu rezistenţe lucrează pe o cameră înfundată, cuplată la ieşirea sa (fig. 1, *d*), putînd fi considerat ca două elemente de întîrziere de ordinul I cu următoarele funcţii de transfer :

$$W_1(s) = \frac{K_1}{T \cdot s + 1}\,; \quad W_2(s) = \frac{K_2}{T \cdot s + 1}.$$

În calitate de subansamblu funcţional de însumare cu membrane se foloseşte amplificatorul operaţional cu patru intrări, cunoscut şi sub denumirea de element de comparaţie (fig. 1, *e*), a cărui precizie de realizare a operaţiilor de sumare este de $\pm 0{,}5$ %.

Sumatorul prezentat în figura 1, *e* realizează operaţia :

$$p_e = p_1 - p_2 + p_3,$$

iar cel prezentat în figura 1, *f* realizează operaţia :

$$p_e = p_1 - p_2.$$

Amplificatorul operaţional cu patru intrări se compune (fig. 1, *e*) din camerele *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, membranele 1 şi 2, contactele pneumatice 3 şi 4.

În figura 2 se prezintă diverse subansamble funcţionale care realizează operaţia de înmulţire cu un coeficient constant a unei mărimi şi operaţia de însumare algebrică combinată cu operaţia de înmulţire cu un coeficient constant, utilizînd amplificatoare (elemente de comparaţie) cu două şi patru intrări, împreună cu elemente de însumare cu rezistenţe.

În figura 2, *a* se reprezintă subansamblul funcţional care realizează operaţia :

$$p_e = \left(1 + \frac{b}{a}\right) p_i,$$

unde $1 + \frac{b}{a} = K \geqslant 1$, iar *a* şi *b* sînt coeficienţii de debit ai rezistenţelor *1* şi *2*.

În figura 2, *b* este reprezentată schema care realizează operaţia :

$$p_e = \frac{1}{1 + \frac{b}{a}} \cdot p_i,$$

unde

$$\frac{1}{1 + \frac{b}{a}} = K \leqslant 1.$$

În figura 2, *c* este reprezentată schema care realizează operaţia :

$$p_e = \left(1 + \frac{b}{a}\right)(p_1 - p_2) + p_3,$$

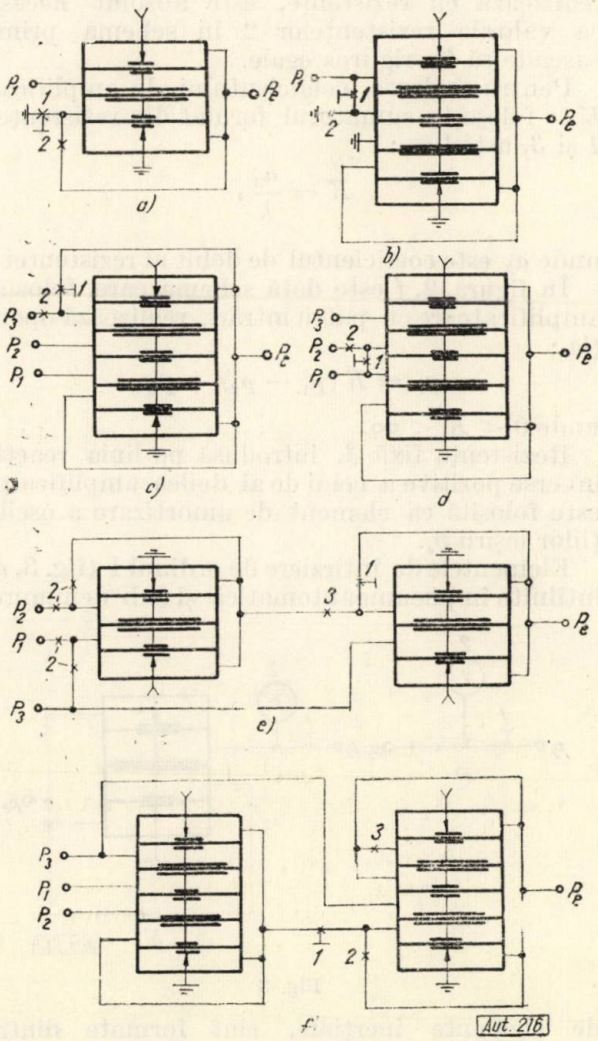


Fig. 2

unde

$$\frac{1}{1 + \frac{b}{a}} = K \geqslant 1.$$

În figura 2, *d* este reprezentată schema care realizează operaţia :

$$p_e = \frac{1}{1 + \frac{b}{a}}(p_1 - p_2) + p_3,$$

unde

$$\frac{1}{1+\frac{b}{a}} = K \leqslant 1.$$

În figura 2, *e* este reprezentată schema care, folosind amplificatoare cu două intrări, realizează operaţia :

$$p_e = K(p_1 - p_2) + p_3, \text{ pentru } 0 < K < \infty.$$

Întrucît însumarea în această schemă se realizează cu rezistenţe, este absolut necesar ca valorile rezistenţelor 2 în schema primei cascade să fie riguros egale.

Pentru reglarea coeficientului de amplificare K se foloseşte sumatorul format din rezistenţele *1* şi *3*, astfel ca :

$$K = \frac{a_3}{b},$$

unde a_3 este coeficientul de debit al rezistenţei *3*.

În figura, 2, *f* este dată schema care, folosind amplificatoare cu patru intrări, realizează operaţia :

$$p_e = K(p_1 - p_2) + p_3,$$

unde $0 < K < \infty$.

Rezistenţa fixă *3*, introdusă pe linia reacţiei inverse pozitive a celui de al doilea amplificator, este folosită ca element de amortizare a oscilaţiilor ieşirii p_e.

Elementele de întîrziere de ordinul I (fig. 3, *a*), întîlnite în pneumoautomatică şi sub denumirea

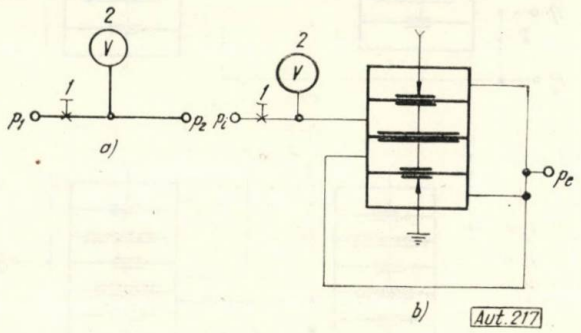


Fig. 3

de elemente inerţiale, sînt formate dintr-o rezistenţă variabilă *1* şi o capacitate *2* (cameră înfundată) şi sînt destinate să realizeze operaţia :

$$T_i \frac{dp_e}{dt} + p_e = p_1, \qquad (4)$$

unde :

p_1, p_e sînt presiunile corespunzătoare la intrarea şi ieşirea elementului ;

$T_i = \dfrac{V}{a_1 \cdot R}$ — constanta de timp a elementului de întîrziere ;

a_1 — coeficientul de debit al rezistenţei variabile 1.

Funcţia de transfer a elementului de întîrziere de ordinul I, dedusă din relaţia (4), este :

$$W_i(s) = \frac{K}{T \cdot s + 1}.$$

În figura 3, *b* elementul inerţial funcţionează cuplat cu un amplificator operaţional.

Subansamblele funcţionale care realizează operaţia de integrare sînt formate din amplificatoare operaţionale (elemente de comparaţie) cu două sau patru intrări, la ieşirea cărora se leagă elementul de întîrziere de ordinul I (elementul inerţial).

În figura 4 se prezintă un subansamblu funcţional de integrare, folosind un amplificator cu patru intrări *1*, la ieşirea căruia se

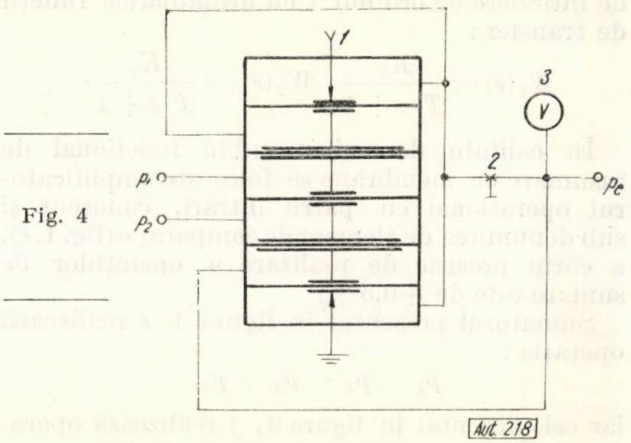


Fig. 4

cuplează elementul inerţial format din rezistenţa variabilă *2* şi capacitatea *3*.

Cele două scheme de integrare au la bază următoarea relaţie :

$$p_e = \frac{1}{T_i} \int_0^T (p_1 - p_2)\, dt,$$

unde :

$T_i = \dfrac{V}{a_1 \cdot R \cdot \theta}$ este constanta de timp a elementului integral.

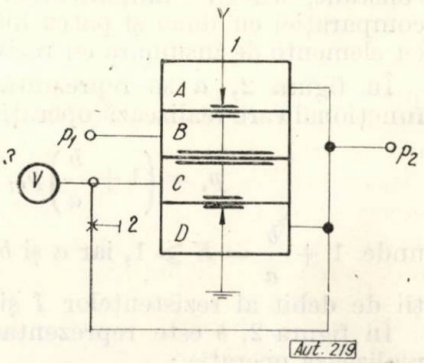


Fig. 5

În figura 5 este reprezentat subansamblul funcţional de derivare, format din amplificatorul operaţional cu două intrări *1*, rezistenţa

variabilă *2* şi capacitatea *3*, care au la bază relaţiile :

$$\begin{cases} T_d \cdot \dfrac{dp_a}{dt} = p_e - p_a \\ p_a = p_1 \,;\; p_e = T_d \cdot \dfrac{dp_1}{dt} + p_1, \end{cases}$$

unde :

T_d este timpul de derivare ;

p_a — presiunea în camera C a amplificatorului 1.

2. Regulatoare proporţionale (P) cu elemente modulare

Noile regulatoare pneumatice cu acţiune proporţională, realizate pe bază de elemente modulare, se compun din subansamblele funcţionale de înmulţire cu un coeficient constant, analizate mai sus, şi din amplificatoarele de putere operaţionale.

În prezent, cu ajutorul elementelor pneumatice modulare se poate realiza o varietate destul de mare de regulatoare pneumatice proporţionale, care au la bază diverse scheme, de principiu şi structurale.

Una dintre cele mai utilizate scheme de principiu care realizează legea de reglare proporţională este reprezentată în figura 6, *a* şi se compune din subansamblul funcţional descris pe larg în figura 2, *e* şi amplificatorul de putere 2. Schema din figura 6, *a* are la bază relaţia :

$$p_e = K_p \,(p_1 - p_2) + p_3,$$

unde :

$K_p = \dfrac{b}{a}$ este coeficientul de proporţionalitate, care este reglabil între 0 şi ∞ cu ajutorul rezistenţei variabile a sumatorului cu rezistenţe.

În această schemă, însumarea se face pe membrane, iar sumatorul cu rezistenţe se află introdus în circuitul reacţiei inverse negative al celui de al doilea element de comparaţie al subansamblului funcţional *1*.

Rezistenţa fixă *c*, introdusă pe reacţia inversă pozitivă, este folosită ca element de amortizare pentru amortizarea autooscilaţiilor de la ieşirea schemei.

Schema structurală a schemei de principiu din figura 6, *a* este reprezentată în figura 6, *b* şi are două intrări independente : o intrare o formează diferenţa de presiune $\Delta p = p_1 - p_2$, iar a doua intrare, presiunea p_3. Aceasta înseamnă că vor exista două funcţii de transfer şi anume :

— funcţia de transfer pentru intrarea $\Delta p = p_1 - p_2$, care are forma [3] :

$$W_{\Delta p}(s) = \frac{1}{1 + \dfrac{K_2}{T_a \cdot s + 1} - \dfrac{1}{T_c \cdot s + 1}} \cdot \frac{K_1}{T_a \cdot s + 1},$$

unde :

$T_a = \dfrac{V}{a \cdot R \cdot \theta}$ este constanta de timp a elementului inerţial din circuitul reacţiei inverse negative ($T_a = 0{,}3$ s) ;

$T_c = \dfrac{V}{c \cdot R \cdot \theta}$ — constanta de timp a elementului inerţial din circuitul reacţiei inverse pozitive de stabilizare ($T_c = 0{,}08$ s) ;

— funcţia de transfer pentru intrarea p_3, care are forma [3] :

$$W_{p3}(s) = \frac{1}{1 + \dfrac{K_2}{T_c \cdot s + 1} - \dfrac{1}{T_c \cdot s + 1}} \left(1 - \frac{K_1}{T_e \cdot s + 1}\right),$$

unde :

$T_e = K_2 \cdot T_a$ este constanta de timp a camerei E a celui de al doilea element de comparaţie.

Totuşi, la realizarea regulatoarelor proporţionale intrarea p_3 se foloseşte, de obicei, nu ca

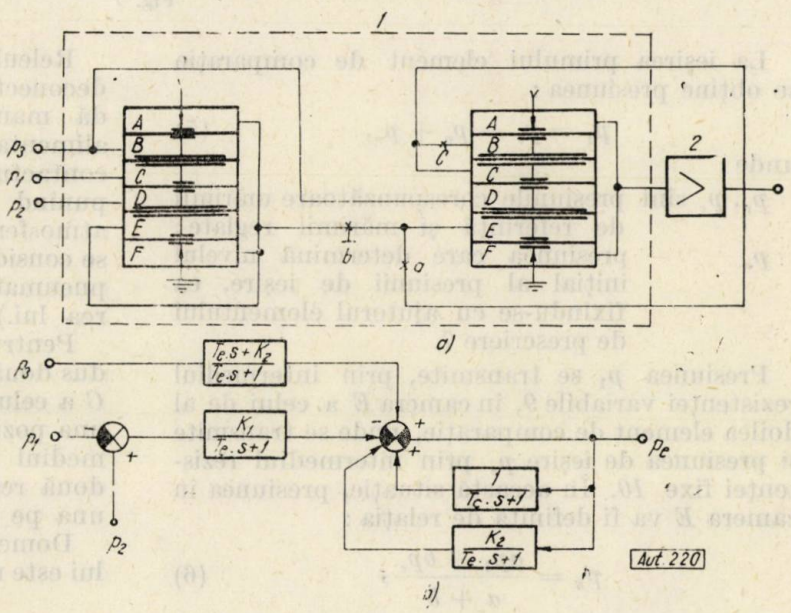


Fig. 6

mărime variabilă, ci ca un nivel ce determină presiunea iniţială a mărimii de ieşire.

În prezent, o serie de firme constructoare din străinătate realizează în serie regulatoare pneumatice proporţionale cu elemente modulare. Astfel, ca exemplu, se poate cita regulatorul

proporţional tip PR2—5 din sistemul de reglare START, realizat de uzina Tizpribor din Moscova pe bază de elemente modulare USEPPA [1].

Regulatorul PR2—5, a cărui schemă de principiu este dată în figura 7, se compune din următoarele elemente USEPPA : două elemente de comparaţie *1*, *2*, două rezistenţe fixe *3*, *4*, un sumator cu rezistenţe *5*, un amplificator de putere *6*, un element de prescriere *7*, un releu de deconectare *8*.

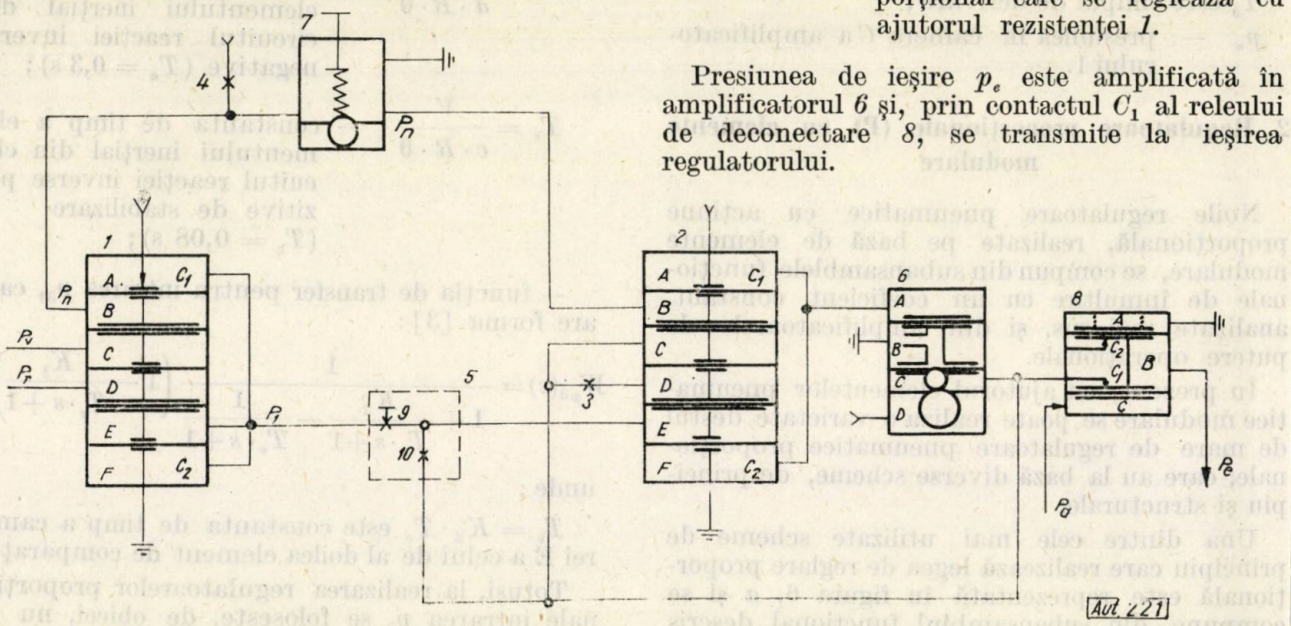


Fig. 7

La ieşirea primului element de comparaţie se obţine presiunea :

$$p_1 = p_r - p_v + p_n, \qquad (5)$$

unde :

p_r, p_v sînt presiunile corespunzătoare mărimii de referinţă şi mărimii reglate;

p_n — presiunea care determină nivelul iniţial al presiunii de ieşire, ea fixîndu-se cu ajutorul elementului de prescriere *7*.

Presiunea p_1 se transmite, prin intermediul rezistenţei variabile *9*, în camera E a celui de al doilea element de comparaţie, unde se transmite şi presiunea de ieşire p_e prin intermediul rezistenţei fixe *10*. În această situaţie, presiunea în camera E va fi definită de relaţia :

$$p_E = \frac{ap_1 + bp_e}{a + b}, \qquad (6)$$

unde a, b sînt coeficienţii de debit ai rezistenţelor *9* şi *10*.

În camera B a aceluiaşi element de comparaţie pătrunde presiunea p_n, astfel că în stare de echilibru $p_n = p_E$; rezultă :

$$p_n = \frac{ap_1 + bp_e}{a + b}. \qquad (7)$$

Din relaţiile (1) şi (7) se determină presiunea de ieşire care are valoarea :

$$p_e = \frac{a}{b}(p_v - p_r) + p_n = K_p(p_v - p_r) + p_n,$$

unde :

$K_p = \frac{a}{b}$ este coeficientul de amplificare proporţional care se reglează cu ajutorul rezistenţei *1*.

Presiunea de ieşire p_e este amplificată în amplificatorul *6* şi, prin contactul C_1 al releului de deconectare *8*, se transmite la ieşirea regulatorului.

Releul de deconectare *8* este folosit pentru deconectarea regulatorului, la trecerea pe comandă manuală, prin introducerea presiunii de alimentare în camera C. În acest fel se deschide contactul pneumatic C_1 şi se închide contactul C_2, punînd ieşirea regulatorului în legătură cu atmosfera. (În pneumoautomatică un contact se consideră închis cînd lasă să treacă un semnal pneumatic şi deschis cînd întrerupe transmiterea lui.)

Pentru eliminarea autooscilaţiilor s-au introdus două reacţii inverse, una negativă în camera C a celui de al doilea element de comparaţie şi una pozitivă în camera D a acestuia, prin intermediul rezistenţei fixe de amortizare *3*. Cele două reacţii inverse în regim static se exclud una pe alta.

Domeniul de proporţionalitate al regulatorului este reglabil între 5 % şi 3 000 %.

3. Regulatoare proporţional-integrale (PI) cu elemente modulare

Folosind elementele modulare se poate construi un şir de regulatoare proporţional-integrale.

Una dintre schemele cele mai folosite este reprezentată în figura 8 *a* ; aceasta este formată

in subansamblele funcţionale de înmulţire cu n coeficient constant şi însumare *1*, de inte-

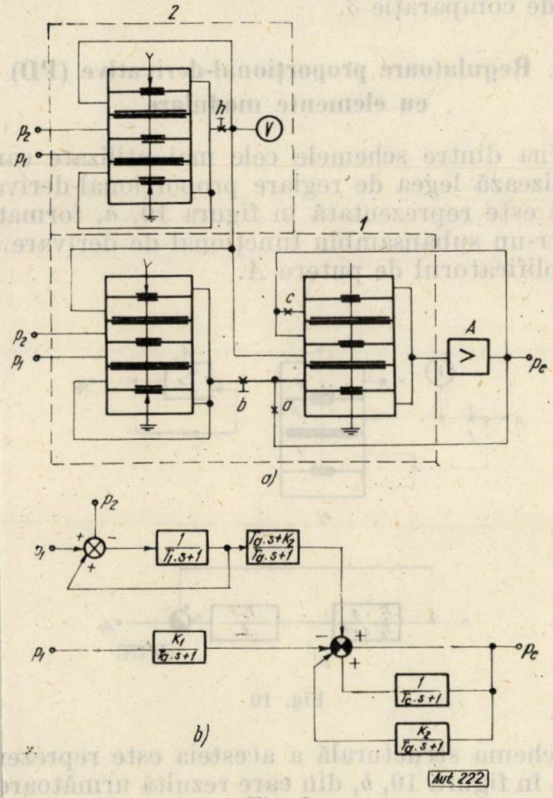


Fig. 8

are *2* şi amplificatorul de putere *A*. Acestei eme îi corespunde schema structurală din figura 8, *b*, din care se deduce următoarea funcţie de transfer [3]:

$$W(s) = \left(K_p + \frac{T_a}{T_1} + \frac{1}{T_1 \cdot s}\right)\left(\frac{T_c \cdot s + 1}{T_a \cdot T_c \cdot s^2 + (K_p + 2)\, T_c \cdot s + 1}\right).$$

Uzina Tizpribor realizează în serie, în cadrul sistemului START, regulatorul proporţional-integral tip PR3—21, compus din elemente modulare USEPPA.

Regulatorul PR3—21 (fig. 9) se compune din :

— partea proporţională, formată din elementele de comparaţie *4* şi *9*, sumatorul cu rezistenţe *6* şi rezistenţa fixă *5* ;

— partea integrală, formată din rezistenţa reglabilă *1*, capacitatea *2* şi elementul de comparaţie *3* ;

— amplificatorul de putere 10 ;

— releul de deconectare cu trei membrane *11*.

Partea integrală elaborează integrala în timp, din valoarea abaterii mărimii reglate p_v faţă de mărimea de referinţă p_r, obţinîndu-se mărimea de ieşire :

$$p_3 = \frac{1}{T} \int_0^t (p_v - p_r)\, dt, \qquad (8)$$

unde T este constanta de timp integrală, reglabilă între 3 s şi 100 min cu ajutorul rezistenţei variabile *1*.

Funcţionarea părţii proporţionale se poate urmări prin închiderea rezistenţei variabile *1*.

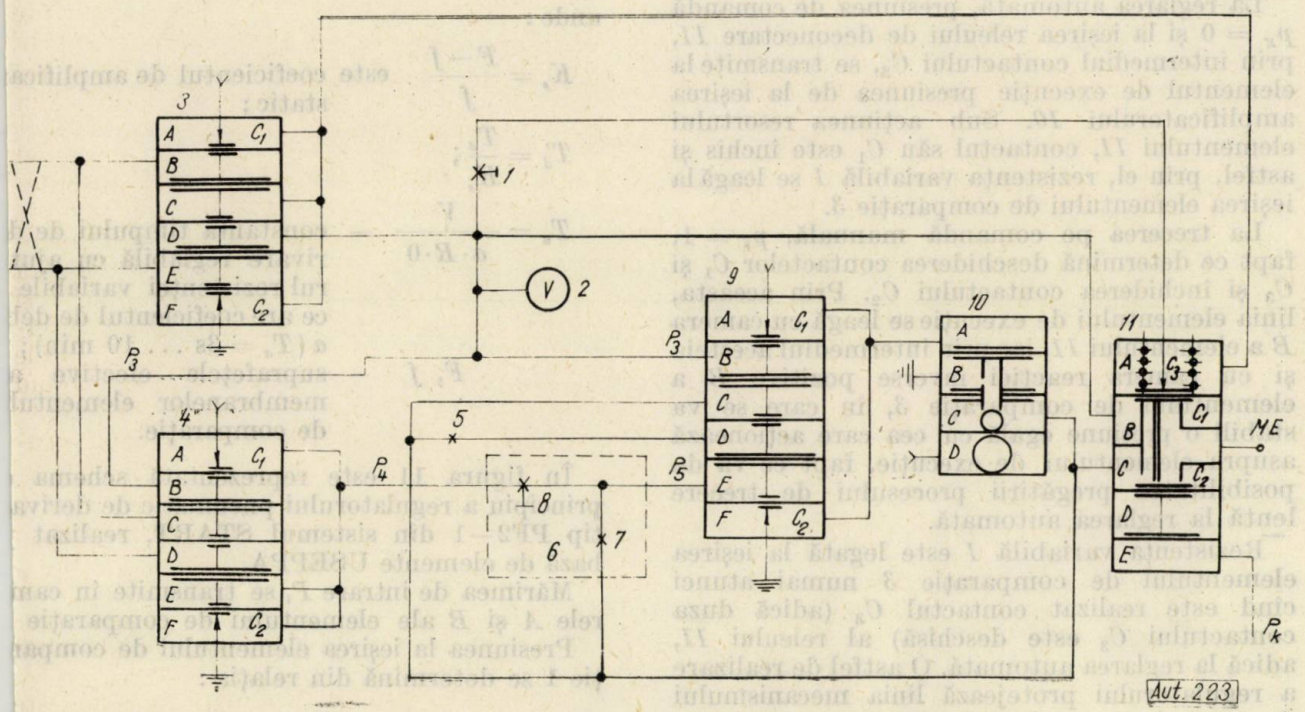


Fig. 9

Presiunea la ieşirea elementului de comparaţie 4 este dată de relaţia :

$$p_4 = p_r - p_v + p_3. \qquad (9)$$

În stare de echilibru, presiunile din camerele B şi E ale elementului de comparaţie *9* sînt egale cu presiunea din camera B a elementului de comparaţie *4*, adică sînt egale cu p_3.

Presiunea care pătrunde în camera B a elementului de comparaţie *9* are la bază relaţia :

$$p_5 = \frac{ap_4 + bp_e}{a + b},$$

unde a şi b sînt coeficienţii de debit ai rezistenţelor *7* şi *8*.

În stare de echilibru $p_5 = p_3$ şi rezultă că :

$$p_e = \frac{a}{b}(p_v - p_r) + p_3 = K_p(p_v - p_r) + p_3. \qquad (10)$$

Din relaţiile (8) şi (10) rezultă că presiunea de ieşire are valoarea :

$$p_e = K_p(p_v - p_r) + \frac{1}{T}\int_0^T (p_v - p_r)\, dt. \qquad (11)$$

Coeficientul de amplificare K_p este reglabil între 5% şi 3 000% cu ajutorul rezistenţei variabile *8*.

Din relaţia (11) se vede că regulatorul PR3—21, spre deosebire de alte regulatoare pneumatice, are reglarea timpului integral independentă de domeniul de proporţionalitate.

Presiunea de ieşire p_e, care se obţine la ieşirea elementului de comparaţie *9*, se amplifică în amplificatorul de putere *10*, de unde se transmite releului de deconectare *11*.

La reglarea automată, presiunea de comandă $p_K = 0$ şi la ieşirea releului de deconectare *11*, prin intermediul contactului C_3, se transmite la elementul de execuţie presiunea de la ieşirea amplificatorului *10*. Sub acţiunea resortului elementului *11*, contactul său C_1 este închis şi astfel, prin el, rezistenţa variabilă *1* se leagă la ieşirea elementului de comparaţie *3*.

La trecerea pe comandă manuală, $p_K = 1$, fapt ce determină deschiderea contactelor C_1 şi C_3 şi închiderea contactului C_2. Prin aceasta, linia elementului de execuţie se leagă cu camera B a elementului *11*, iar prin intermediul acesteia şi cu camera reacţiei inverse pozitive B a elementului de comparaţie *3*, în care se va stabili o presiune egală cu cea care acţionează asupra elementului de execuţie, fapt ce va da posibilitatea pregătirii procesului de trecere lentă la reglarea automată.

Rezistenţa variabilă *1* este legată la ieşirea elementului de comparaţie *3* numai atunci cînd este realizat contactul C_3 (adică duza contactului C_3 este deschisă) al releului *11*, adică la reglarea automată. O astfel de realizare a regulatorului protejează linia mecanismului de execuţie de variaţii brusce de presiune, în poziţia intermediară a comutatorului, cînd variaţia presiunii mărimii de referinţă produce o variaţie bruscă a presiunii de ieşire a elementului de comparaţie *3*.

4. Regulatoare proporţional-derivative (PD) cu elemente modulare

Una dintre schemele cele mai utilizate care realizează legea de reglare proporţional-derivativă este reprezentată în figura 10, *a*, format dintr-un subansamblu funcţional de derivare şi amplificatorul de putere A.

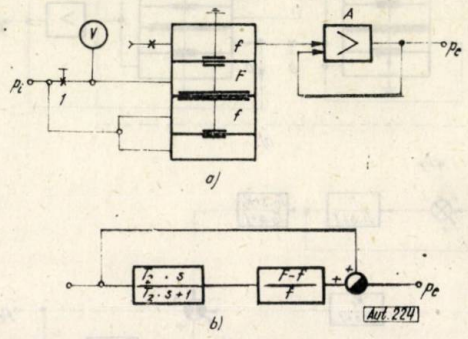


Fig. 10

Schema structurală a acesteia este reprezentată în figura 10, *b*, din care rezultă următoarea funcţie de transfer :

$$W(s) = K_s \frac{T'_d \cdot s}{T'_d \cdot s + 1} + 1,$$

unde :

$K_s = \dfrac{F-f}{f}$ este coeficientul de amplificare static ;

$T'_d = \dfrac{T_d}{K_s}$;

$T_d = \dfrac{V}{a \cdot R \cdot 0}$ — constanta timpului de derivare reglabilă cu ajutorul rezistenţei variabile ce are coeficientul de debit a ($T_d = 3s \ldots 10$ min) ;

F, f — suprafeţele efective ale membranelor elementului de comparaţie.

În figura 11 este reprezentată schema principiu a regulatorului pneumatic de derivativ tip PF2—1 din sistemul START, realizat bază de elemente USEPPA.

Mărimea de intrare P_i se transmite în camerele A şi B ale elementului de comparaţie

Presiunea la ieşirea elementului de comparaţie 1 se determină din relaţia :

$$p_2 \cdot f = p_i \cdot F - p_1(F - f), \qquad (1$$

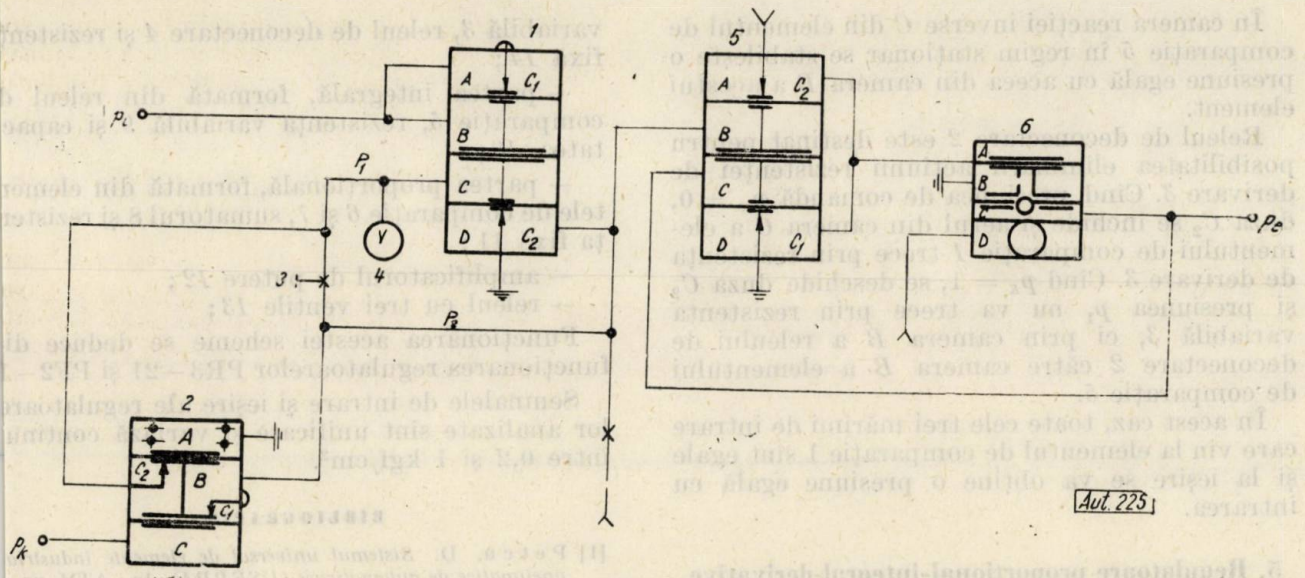


Fig. 11

nde :

p_2 este presiunea la ieşirea elementului inerţial din rezistenţa variabilă *3* şi capacitatea *4*;

F, f — suprafeţele efective ale membranelor mici şi mari ale elementului de comparaţie *1*.

Presiunea p_2 se determină cu relaţia :

$$p_2 + T_1 \frac{dp_2}{dt} = p_e, \qquad (13)$$

unde T_1 este constanta de timp a elementului inerţial.

Din relaţiile (12) şi (13) se deduce ecuaţia presiunii de ieşire a elementului 5, care este :

$$p_e = p_i + K_d \frac{T_d \cdot s}{1 + T_d \cdot s + K_d} \cdot P_i.$$

Presiunea de ieşire p_e se amplifică în amplificatorul de putere *6*.

În cazul cînd viteza de abatere a mărimii reglate p_i este egală cu zero, la ieşirea elementului de comparaţie *1* se obţine presiunea p_i.

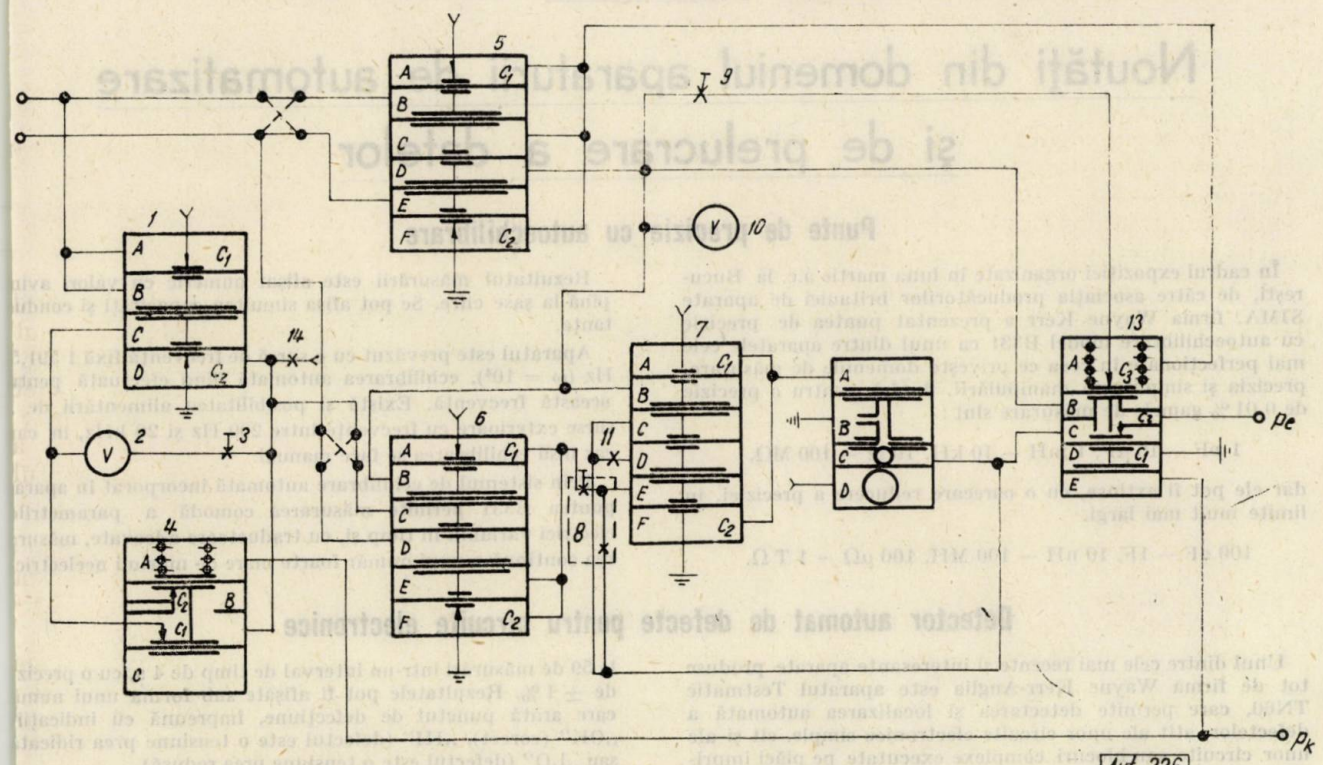


Fig. 12

În camera reacţiei inverse *C* din elementul de comparaţie *5* în regim staţionar se stabileşte o presiune egală cu aceea din camera *B* a acestui element.

Releul de deconectare *2* este destinat pentru posibilitatea eliminării acţiunii rezistenţei de derivare *3*. Cînd presiunea de comandă $p_K = 0$, duza C_2 se închide şi aerul din camera *C* a elementului de comparaţie *1* trece prin rezistenţa de derivare *3*. Cînd $p_K = 1$, se deschide duza C_2 şi presiunea p_1 nu va trece prin rezistenţa variabilă *3*, ci prin camera *B* a releului de deconectare *2* către camera *B* a elementului de comparaţie *5*.

În acest caz, toate cele trei mărimi de intrare care vin la elementul de comparaţie 1 sînt egale şi la ieşire se va obţine o presiune egală cu intrarea.

5. Regulatoare proporţional-integral-derivative (PID) cu elemente modulare

Regulatoarele PID cu elemente modulare se realizează din combinarea schemelor de reglare PI şi PD prezentate mai sus.

În figura 12 se prezintă schema de principiu a regulatorului pneumatic PR3—25 din sistemul START, realizat pe bază de elemente modulare USEPPA.

Regulatorul PR3—25 se compune din:

— partea derivativă, formată din elementul de comparaţie *1*, capacitatea *2*, rezistenţa variabilă *3*, releul de deconectare *4* şi rezistenţ fixă *14*;

— partea integrală, formată din releul d comparaţie *5*, rezistenţa variabilă *9* şi capac tatea *10*;

— partea proporţională, formată din elemer tele de comparaţie *6* şi *7*, sumatorul 8 şi rezister ţa fixă 11;

— amplificatorul de putere *12*;

— releul cu trei ventile *13*;

Funcţionarea acestei scheme se deduce di funcţionarea regulatoarelor PR3—21 şi PF2—1

Semnalele de intrare şi ieşire ale regulatoare lor analizate sînt unificate şi variază continu între 0,2 şi 1 kgf/cm².

BIBLIOGRAFIE

[1] Petcu, D. *Sistemul universal de elemente industria pneumatice de automatizare (USEPPA)*. In: ATM, nr. 1965.

[2] Petcu, D. *Tendinţele actuale de dezvoltare ale pneum automaticii*. In: ATM, nr. 8, 1966.

[3] Berends, T. K., Efremova, T. K., Tagae skaia, A. A. *Elementi i shemi pnevmoavtomatik* Moscova, Maşinostroenie, 1968.

[4] Prusenko, V. S. *Pnevmaticeskie reguleatori*. Moscov Energhia, 1966.

[5] *Instrukţii po montaju i eksploataţii*. Moscova, Tizpribo 1968

[6] Gancicov, A. *Componenti elementari analogici p la regulazione pneumatica*. In: Automazione e strume tazione, nr. 1, 1968.

[7] Călin, S. *Regulatoare automate. Calculul şi constru ţia*. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

Noutăţi din domeniul aparaturii de automatizare şi de prelucrare a datelor

Punte de precizie cu autoechilibrare

În cadrul expoziţiei organizate în luna martie a.c. la Bucureşti, de către asociaţia producătorilor britanici de aparate SIMA, firma Wayne Kerr a prezentat puntea de precizie cu autoechilibrare model B331 ca unul dintre aparatele cele mai perfecţionate în ceea ce priveşte domeniile de măsurare, precizia şi simplitatea manipulării. Astfel, pentru o precizie de 0,01 % gamele de măsurare sînt:

1 *p*F — 10 μF, 1 mH — 10 kH. 10 Ω — 100 MΩ,

dar ele pot fi extinse, cu o oarecare reducere a preciziei, în limite mult mai largi.

100 aF — 1F, 10 nH — 100 MH, 100 μΩ — 1 T Ω.

Rezultatul măsurării este afişat numeric cu valori avîn pînă la şase cifre. Se pot afişa simultan capacităţi şi condu tanţe.

Aparatul este prevăzut cu o sursă de frecvenţă fixă 1 591,5 Hz ($\omega = 10^4$), echilibrarea automată fiind efectuată pentr această frecvenţă. Există şi posibilitatea alimentării de surse exterioare cu frecvenţe între 200 Hz şi 20 kHz, în ca caz însă echilibrarea se face manual.

Prin sistemul de echilibrare automată încorporat în apara puntea B331 permite măsurarea comodă a parametril electrici variabili în timp şi, cu traductoare adecvate, măsur rea continuă a unui număr foarte mare de mărimi neelectric

Detector automat de defecte pentru circuite electronice

Unul dintre cele mai recente şi interesante aparate produse tot de firma Wayne Kerr-Anglia este aparatul Testmatic TN60, care permite detectarea şi localizarea automată a defectelor, atît ale unor circuite electronice simple, cît şi ale unor circuite sau blocuri complexe executate pe plăci imprimate. Aparatul poate fi intercalat în orice punct al unei linii de fabricaţie şi permite efectuarea unui număr de pînă la 59 de măsurări într-un interval de timp de 4 s, cu o preciz de ± 1 %. Rezultatele pot fi afişate sub forma unui num care arată punctul de defecţiune, împreună cu indicaţii „OK" (corect), „HI" (defectul este o tensiune prea ridicat sau „LO" (defectul este o tensiune prea redusă).

Verificările se bazează pe încercarea cu o tensiune cont nuă care, pentru diverse puncte controlate, poate fi prestab

lită în limite de ± 1% pînă la ± 50% din tensiunea nominală. Aşa cum se poate vedea pe figură, aparatul este astfel conceput încît elimină încercările manuale şi necesitatea efectuării de cablaje pentru legarea la un panou central de verificare sau la un calculator.

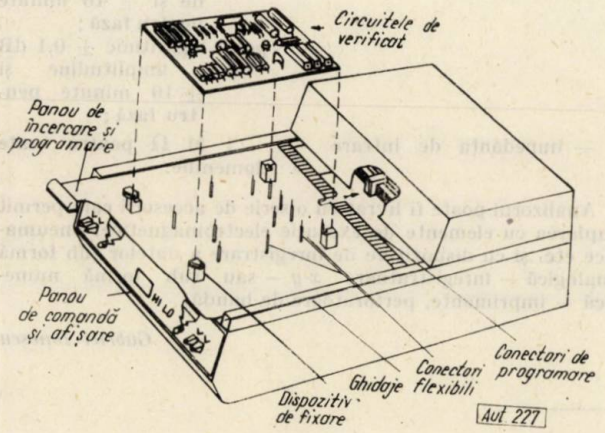


Fig. 1

Programarea verificărilor necesare pentru un anumit circuit se realizează cu ajutorul panoului de încercare şi programare, care serveşte totodată drept suport pentru fixarea circuitului sau blocului controlat. Elementele de programare (de exemplu sursele de semnal, circuitele de conectare, circuitele de memorare etc.) sînt plasate sub panoul de programare pentru o comutare comodă şi alcătuirea uşoară a schemelor de încercare dorite.

Pentru detectarea de defecte intermitente se poate întocmi un program care să permită repetarea continuă a verificărilor cu emiterea unui semnal sonor de avertizare a momentului cînd apare defectul.

Panoul de încercare şi programare cuprinde o gamă largă de componente necesare alcătuirii programelor de încercare (software), care pot fi astfel realizate fără utilizarea altor elemente sau piese intermediare.

Tensiunile de alimentare pentru verificări pot fi de polaritate pozitivă sau negativă şi de valori variabile pînă la 18 V. Tensiunea minimă care poate fi controlată cu Testmatic TN60 este de 100 mV.

Temperatura de funcţionare : 10—30°C.
Alimentare : consum 60 W maximum.
Dimensiuni : lăţime 36 cm ;
înălţime 21 cm ;
adîncime 49 cm.
Greutate : 16 kg.

Memorie pe bandă magnetică ZMB 30

În Republica Democrată Germană, întreprinderea Carl Zeiss Jena execută, în cadrul producţiei de aparatură de calcul, memorii pe bandă magnetică ZMB 30 destinate pentru folosirea în instalaţiile de prelucrare a datelor de capacitate medie (de exemplu Robotron 300, R.D.G.).

Caracteristicile tehnice sînt următoarele :

— viteza de deplasare a benzii 1,524 m/s ;
— viteza de înregistrare-redare 33 333 semne/s ;
— densitatea de înregistrare 22 semne/mm ;
— capacitatea de memorare 10^7 semne/bandă ;
— banda de poliester cu dimensiunile 12,5 mm lăţime ;
50 μ grosime ;
750 m lungime ;
— condiţiile de funcţionare temperatură 18—26°C ;
umiditate 58—80%
impurităţi $2 \cdot 10^5$ particule
3 μ/m³.

Memoriile pe bandă magnetică ZMB 30, comandate direct de calculator — de exemplu Robotron 300 poate fi conectat cu opt memorii ZMB 30 —, efectuează următoarele patru operaţii : înregistrare, redare, ştergere, derularea benzii pînă la început.

Înregistrarea se face în paralel pe opt piste după procedeul NRZ (non return to zero).

Memoriile ZMB 30 pot funcţiona cu diverse tipuri de calculatoare — de exemplu la Novosibirsk în U.R.S.S. la un calculator Minsk 22 sînt conectate două memorii ZMB 30.

Analizor numeric de funcţii de transfer

În seria de aparate de cercetare cu aplicaţii în automatică produse de firma Solartron se remarcă analizorul numeric de funcţii de transfer JM1600, destinat studierii şi măsurării caracteristicilor dinamice ale sistemelor automate şi ale componentelor acestora.

Aparatul se bazează pe utilizarea tehnicii numerice, ceea ce îi conferă o bună stabilitate, precizie şi rezoluţie superioare unor tipuri anterioare, şi mai ales permite funcţionarea la frecvenţe foarte joase (pînă la 0,00001 Hz).

Analizorul JM1600, reprezentat în schema funcţională din figură, constă într-un generator de funcţii care constituie sursa de semnale de testare şi un corelator numeric care efectuează operaţiile de calcul ale modulului şi fazei funcţiei de transfer. Astfel, la intrarea sistemului cercetat se aplică un semnal de probă sinusoidal luat de la generatorul de funcţii şi a cărui frecvenţă poate fi variată în limitele necesare. Semnalul de la ieşirea sistemului, în general un semnal complex constînd într-o fundamentală de aceeaşi frecvenţă cu a intrării însoţită de armonice produse de neliniaritate şi de zgomote, este introdus în corelator. Primul etaj al corelatorului cuprinde două multiplicatoare care efectuează înmulţirea semnalului de ieşire cu două semnale de referinţă, unul în fază cu semnalul de probă aplicat la intrarea sistemului şi altul în cvadratură. Prin această operaţie se elimină armonicele şi zgomotele, reţinîndu-se numai fundamentala. Urmează apoi integratoare numerice pe ambele canale (sin şi cos), care efectuează media ieşirilor de la cele două multiplicatoare pe o durată egală cu un număr finit de perioade ale semnalului de testare.

Ieşirile celor două integratoare sînt astfel proporţionale cu componentele „în fază" şi respectiv „în cvadratură" ale răspunsului la frecvenţă şi sînt afişate numeric cu trei cifre

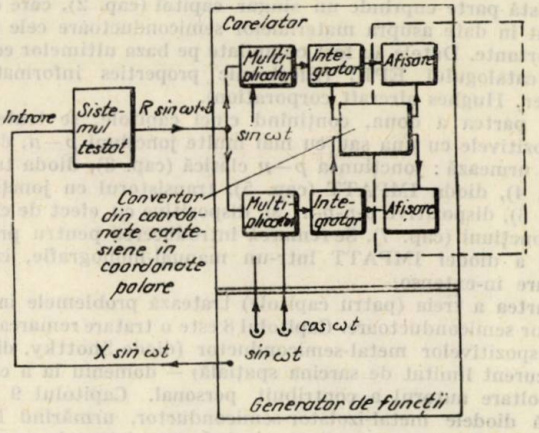


Fig. 1

pe dispozitivul de afişare al aparatului care mai cuprinde încă o cifră pentru indicarea cadranului.

Rezultatul, afişat în coordonate carteziene, poate fi convertit automat în coordonate polare.

Iată cîteva dintre principalele caracteristici tehnice.

A. *Generatorul de funcţii*

— domeniul de frecvenţă	0,00001 Hz — 159,9 Hz;
— precizia frecvenţei	0,05 %;
— semnalele generate	sinusoidal, dreptunghiular, triunghiular;
— amplitudinea	0—10 V valoare eficace;
— componenta continuă	< 0,1 %;
— impedanţa de ieşire	< 170 Ω.

B. *Corelatorul*

— modul de afişare a rezultatului	cartezian cu 3 cifre; polar cu 3 cifre modulul şi 4 cifre faza; polar logaritmic 3 cifre modulul şi 4 cifre faza;
— sensibilitatea minimă	100 mV toată scala;
— rezoluţia	0,1 % din toată scala pentru amplitudine; 10 minute pentru fază;
— precizia	cartezian ± 0,5 %; polar ± 0,5 % amplitudine şi ± 10 minute pentru fază; polar logaritmic ± 0,1 dB amplitudine şi ± 10 minute pentru fază;
— impedanţa de intrare	1 M Ω pentru toate domeniile.

Analizorul poate fi livrat cu o serie de accesorii care permit cuplarea cu elemente de execuţie electromagnetice, pneumatice etc. şi cu dispozitive de înregistrare a datelor sub formă analogică — înregistratoare *x-y* — sau sub formă numerică — imprimante, perforatoare de bandă.

Gabriel Ionescu

RECENZIE

S. M. Sze. **Fizica dispozitivelor semiconductoare.** New York, Wiley, 1969, 812 pag., 1 000 ref. bibl.

Această lucrare este considerată în S.U.A. ca manualul şi monografia cele mai complete şi moderne asupra fizicii dispozitivelor semiconductoare. Alături de cartea lui A.S. Grove („Physics and technology of semiconductor devices", New York, Wiley, 1967), lucrarea lui S. M. Sze este o lucrare etalon, atît pentru universităţi cît şi pentru laboratoarele de cercetare. În cadrul celor două lucrări, prima apare ca o carte a tratărilor simple, de prim ordin, pentru dispozitivele de bază, în timp ce a doua îşi propune să intre în detaliu, cu cuprinderea majorităţii dispozitivelor cunoscute.

Conţinutul cărţii este împărţit în cinci părţi:

— partea 1 — rezumat asupra fizicii şi proprietăţilor materialelor semiconductoare;
— partea 2 — dispozitive cu joncţiuni $p-n$;
— partea 3 — dispozitive de interfaţă şi peliculare;
— partea 4 — dispozitive optoelectronice;
— partea 5 — dispozitive bazate pe efecte de volum.

Partea întîi este un rezumat asupra proprietăţilor de material care urmează a fi utilizate în cuprinsul cărţii. Deoarece fizica materialelor nu constituie obiectul cărţii, cititorul este îndrumat spre cărţile lui Dunlap, Madelung, Moll şi Smith. Această parte cuprinde un singur capitol (cap. 2), care este bogat în date asupra materialelor semiconductoare cele mai importante. Datele au fost compilate pe baza ultimelor ediţii ale catalogului EPIC (Electronic properties information center, Hughes aircraft corporation).

În partea a doua, conţinînd cinci capitole, se tratează dispozitivele cu una sau cu mai multe joncţiuni $p-n$, după cum urmează: joncţiunea $p-n$ clasică (cap. 3), dioda tunel (cap. 4), dioda IMPATT (cap. 5), transistorul cu joncţiuni (cap. 6), dispozitive p-n-p-n şi dispozitive cu efect de cîmp cu joncţiuni (cap. 7). Se remarcă introducerea pentru prima dată a diodei IMPATT într-un manual-monografie, cu o tratare in-extenso.

Partea a treia (patru capitole) tratează problemele interfeţelor semiconductoare. Capitolul 8 este o tratare remarcabilă a dispozitivelor metal-semiconductor (diode Shottky, diode cu curent limitat de sarcina spaţială) — domeniu la a cărui dezvoltare autorul a contribuit personal. Capitolul 9 tratează diodele metal-izolator-semiconductor, urmărind linia cărţii lui Grove. Capitolul 10 cuprinde transistoarele cu efect de cîmp, cu includerea transistoarelor cu efect de cîmp cu contacte Shottky pentru sursă şi drenă. În capitolul 11 se tratează unele dintre dispozitivele peliculare şi cu electroni fierbinţi care, de asemenea, sînt considerate ca făcînd parte din familia dispozitivelor de interfaţă.

Partea a patra tratează dispozitivele optoelectronice, care pot să detecteze, să genereze şi să convertească energia optică în energie electrică şi invers. Se consideră diferite fotodetectoare (cap. 12) şi laserul semiconductor (cap. 13).

Partea a cincea cuprinde tratarea, într-un singur capitol (cap. 14), a dispozitivelor bazate pe efecte de volum (în principal dispozitive Gunn). Ca şi dioda IMPATT, oscilatoarele Gunn nu sînt complet înţelese în momentul de faţă (comportarea la semnale mari). Materialul prezentat în capitolele respective este destinat să servească ca material de referinţă pentru cercetarea în aceste domenii.

Circuitele integrate nu sînt abordate în lucrare. Aceasta deoarece se consideră că tehnica circuitelor integrate este, în principal, o tehnologie, iar scopul cărţii este tratarea fizicii şi principiilor de funcţionare ale dispozitivelor individuale, care constituie „blocurile prefabricate" ale circuitelor integrate.

Ca organizare, fiecare capitol este precedat de un scurt breviar asupra istoriei dispozitivului sau a teoriei lui; acesta este urmat de descrierea caracteristicilor dispozitivului şi a principiilor fizice. În intenţia autorului, capitolele sînt mai mult sau mai puţin independente unele de altele. Referirile bibliografice de la sfîrşitul fiecărui capitol sînt de o valoare deosebită; spre deosebire de multe lucrări monografice, în care autorii citează tot ce s-a publicat, autorul acestei cărţi a preferat să selecteze lucrările care au adus o contribuţie efectivă în domeniu. Împreună cu cele 30 de tabele de date de material şi de dispozitiv, cele aproximativ 1 000 de referiri bibliografice constituie un material de referinţă preţios pentru cercetare şi proiectare.

Ca o scădere a lucrării se poate cita tratarea inegală a problemelor, autorul fiind înclinat să insiste asupra părţilor în care a publicat personal lucrări. Astfel străpungerea joncţiunii p-n prin multiplicare în avalanşă ocupă 15 pagini, în timp ce fenomenul de aglomerare a injecţiei la transistoare — de o importanţă esenţială pentru înţelegerea limitărilor transistoarelor — nu este nici menţionat.

Lucrarea se adresează doctoranzilor în domeniul electronicii semiconductoarelor, ştiinţei materialelor sau fizicii aplicate şi cercetătorilor în domeniul dispozitivelor semiconductoare. Prin datele pe care le conţine, lucrarea este utilă şi în proiectarea dispozitivelor semiconductoare.

C. Bulucea

DOCUMENTARE

Skalikov, V. N. **Cu privire la zonele bistabile în circuitul oscilant cu joncţiune** *p-n*. În : Radiotehnika, nr. 10, 1968, p. 48—56.

Într-un circuit oscilant, format de inductanţa şi capacitatea neliniară a joncţiunii *p-n*, care se află sub acţiunea a două surse de tensiune, una continuă iar cealaltă alternativă, pot exista zone bistabile, de exemplu tensiunea de condensator. Aceste zone cu două stări stabile permit folosirea circuitului oscilant serie în calitate de element logic şi de memorie a calculatoarelor.

Se analizează zonele bistabile într-un circuit neliniar cu joncţiune *p-n*, care funcţionează atît în regim de blocare totală, cît şi în regim de conducţie parţială, cînd joncţiunea se deschide în decursul unei părţi a perioadei de oscilaţie a circuitului.

În regimul de blocare totală, zonele bistabile pentru tipul de joncţiune considerat sînt determinate de factorul de calitate Q iniţial al circuitului, precum şi de raportul dintre frecvenţa de excitaţie si frecvenţa proprie a circuitului. În cazul regimului de conducţie parţială, zonele bistabile sînt determinate şi de raportul dintre perioada de oscilaţie şi timpul de viaţă al purtătorilor minoritari.

În circuitul neliniar cu joncţiune „lină" *p-n*, aflat în regim de conducţie parţială, pentru o valoare iniţială a factorului de calitate $Q = 25$, lăţimea zonei bistabile poate constitui cîteva zeci de procente din valoarea medie, lucru imposibil de realizat la aceeaşi valoare a factorului de calitate Q în regimul de blocare totală.

Relaţiile analitice obţinute în lucrare pot fi folosite pentru evaluarea proprietăţilor zonelor bistabile într-un circuit neliniar cu joncţiune „lină" *p-n*, ce operează în orice regim de lucru.

A. S.

Kerforne, J. K. şi Pompei, J. **Un oscilator cu cuarţ compensat la temperatură**. În : L'Onde électrique, nr.514, ian 1970, p. 32—37.

Caracteristicile speciale ale rezistenţelor constituite pe bază de straturi subţiri cu coeficient termic negativ, care permit realizarea precisă a reţelei corectoare şi, în consecinţă, o stabilitate crescută la variaţia temperaturii, sînt gama largă a coeficienţilor termici, identitatea coeficienţilor termici ai pieselor depuse simultan, marea precizie a raportului valorilor nominale ale rezistenţelor realizate pe acelaşi substrat, posibilitatea de a determina cu ajutorul calculatorului, în urma calculului reţelei, caracteristicile rezistenţelor în straturi subţiri : compoziţia materialului şi proiectarea electrozilor. Schema de principiu a oscilatorului cu cuarţ se bazează pe corectarea derivei de frecvenţă cu temperatura printr-un varicap a cărui capacitate este comandată de o tensiune continuă. Schema cuprinde : un oscilator electronic, un cuarţ netermostatat, un „varicap" care menţine constantă frecvenţa oscilaţiilor la orice temperatură, o reţea sensibilă care furnizează tensiunea care asigură comanda „varicapului" şi un stabilizator. Circuitul prezentat permite obţinerea unei stabilităţi de frecvenţă de 5.10^{-7}.

D. N.

Mazda, F. F. **Proiectarea circuitelor chopper cu tiristoare pentru frecvenţe înalte**. În : Electronic engineering, nr. 504, feb 1970, p. 34—39.

Metoda de reducere a tensiunilor de la un nivel la altul prin divizare rezistivă prezintă dezavantajul dependenţei tensiunii de ieşire de curentul de sarcină şi al eficienţei scăzute. O metodă care înlătură ambele dezavantaje este cea bazată pe chopper. Operaţia de chopare la frecvenţe înalte reduce cerinţele asupra pieselor şi dimensiunile filtrului. Deoarece însă, datorită descărcării condensatorului de comutare pe sarcină, domeniul tensiunilor la frecvenţe înalte este restrîns, trebuie introdus un mijloc artificial pentru a corecta aceasta sau trebuie utilizat un chopper cu o caracteristică inerentă de frecvenţă ridicată. Pentru frecvenţe ultraînalte, funcţionarea secvenţială a chopperului este esenţială. Sînt prezentaţi parametrii de proiectare ai circuitului, ceea ce permite o proiectare rapidă. În anexă este analizată funcţionarea amănunţită a circuitului.

D. N.

CRONICĂ

Editura tehnică la a 20-a aniversare

Recent s-au împlinit 20 de ani de activitate a Editurii tehnice. Această ocazie prilejuieşte o trecere în revistă a realizărilor şi totodată a perspectivelor de editare a literaturii tehnice.

Ritmul înalt de dezvoltare industrială a ţării noastre, apariţia şi evoluţia extrem de rapidă în ştiinţa şi tehnica actuală a unor discipline care devin, tot mai pregnant, de cultură tehnică generală : matematica aplicată, automatica, cibernetica, informatica, utilizarea calculatoarelor, conducerea şi organizarea producţiei, cum şi a unor ramuri ca electronica, fizica şi energetica nucleară, evoluţia unor metode şi procese tehnologice cu schimbări în structura unor domenii industriale, contactul tot mai accentuat cu tehnologia şi sursele de documentare din ţările de dezvoltare industrială avansată, „uzura" cunoştinţelor şi necesitatea împrospătării lor la intervale tot mai scurte au impus noi profesii, un spor de cadre cu calificare înaltă şi, în cele din urmă, adaptarea succesivă a profilului editurii.

Astfel, au luat fiinţă secţiile Electronică (lucrările din acest domeniu ocupînd 8% din volumul producţiei Editurii tehnice) şi Automatică, care a publicat şi un număr sporit de lucrări de informatică şi utilizarea calculatoarelor, iar în ultimul timp şi lucrări în domeniul conducerii producţiei, ajungînd la o pondere de 8,5% din totalul producţiei editurii.

Ţinînd seamă de necesitatea corespondenţei dintre literatura tehnică şi specificul dezvoltării industriale şi economice a ţării, Editura tehnică a promovat în primul rînd literatura originală, atrăgînd la elaborarea lucrărilor specialişti din Bucureşti şi din centrele industriale şi culturale ale ţării.

De asemenea, un rol deosebit pentru formarea „din mers" şi perfecţionarea cadrelor de specialişti îl au traducerile unor lucrări fundamentale valoroase din literatura tehnică străină, referitoare la domenii tematice relativ noi.

Dintre cărţile de bază editate în această perioadă amintim : „Circuite cu semiconductoare în industrie" de I. Felea ş.a., „Circuite electrice" de M. Săvescu şi Al. Popovici, „Tehnica televiziunii alb-negru" de D. Stanciu ş.a., „Electronica în medicină" de D. Bengulescu ş.a., „Circuite cu semiconductoare în telecomunicaţii" de D. Buznea ş.a., „Telefonia la mare distanţă" de S. Condrea ş.a., „Telegrafia" de M. Mănciulescu, „Regulatoare electronice" de I. Papadache ş.a., „Maşini de calcul pentru mecanizarea şi automatizarea lucrărilor economice şi administrative" de M. Mănescu ş.a., cum şi traducerile : „Tehnica reglării automate" de W. Oppelt,

„Calculul sistemelor automate" de C.I. Savant, „Sisteme automate neliniare" de J. E. Gibson, „Sisteme automate cu eşantionare" de B. Kuo, „Bazele proiectării calculatoarelor numerice" de Y. Chu, „Practica programării calculatoarelor numerice" de I. Flores, „Conducerea cu calculatoare a proceselor industriale" de E. S. Savas, „Proiectarea sistemelor de producţie" de S. Elmaghraby.

În special în ultimii ani, s-a urmărit sistematizarea producţiei editoriale pe serii şi cicluri de lucrări, caracterizate printr-un mod de tratare tipic, care să corespundă cît mai bine necesităţilor de informare, gradului de instruire şi pregătire profesională, psihologiei etc. unui anumit cerc de cititori.

Astfel, pentru a corespunde cerinţelor unui cerc larg de cititori aflaţi în directă legătură cu procesul de producţie, au fost editate numeroase lucrări de nivel mediu, sau mediu-superior, necesare tehnicienilor sau inginerilor nespecialişti, care lucrează în domeniul electronicii sau automaticii.

Aşa sînt lucrările apărute în seria „Practică", în ciclul „Măsurarea parametrilor", în ciclul „Electronică industrială", în colecţia „Automatică".

Pentru a veni în sprijinul radioamatorilor avansaţi şi începători, s-a iniţiat şi a căpătat o largă răspîndire colecţia „Radio şi televiziune".

Domenii tematice noi, care au cunoscut o vertiginoasă dezvoltare în ultimii ani şi care se bucură de un interes deosebit din partea unor cititori cu pregătire şi specializare diferită, au făcut necesară apariţia unor lucrări de iniţiere. Din seria „Iniţiere" amintim lucrările: „Iniţiere în calculatoare numerice" de I. I. S. Murphy, „Iniţiere în calculatoare analogice" de T. D. Truitt şi A. E. Rogers, „Iniţiere în programarea calculatoarelor numerice" de D. Cutler, „Iniţiere în electronică" de E. Vasiliu.

Valoarea conţinutului ştiinţific şi tehnic al lucrărilor originale apărute este confirmată şi de faptul că unele dintre acestea au fost traduse în limbi străine ca, de exemplu: „Filtre electrice" de S. Ştefănescu, „Teoria transmisiei informaţiei" de Al. Spătaru.

Dat fiind caracterul atît de dinamic al automaticii şi electronicii, discipline aflate în plină evoluţie, evident că nu au putut fi editate încă multe lucrări pe care unii cititori ar fi dorit să le vadă apărute, în special din cele cu tematică de strictă specialitate. Sperăm ca o mare parte din aceste goluri să fie suplinite prin lucrările prevăzute în planurile de apariţii pe anii următori. Dintre acestea menţionăm: „Identificarea proceselor automatizate" de C. Penescu ş.a., „Sisteme automate adaptive şi optimale" de C. Sergiu şi C. Belea, „Modelarea electrică a proceselor şi sistemelor fizice" de M. Leon, „Circuite cu semiconductoare în industrie. Aparate de măsurat" sub coordonarea lui I. Felea, „Tehnica sunetului. Sonorizarea" de C. Luca ş.a., „Teoria transmisiei informaţiei" (vol. 2) de Al. Spătaru.

Pentru o orientare tematică judicioasă în domeniul automaticii şi electronicii, care, ţinînd seamă de tendinţele şi perspectivele de dezvoltare ale industriei din ţara noastră să asigure apariţia în fiecare perioadă a celor mai necesare lucrări, Editura tehnică primeşte un sprijin eficient din partea cititorilor, specialiştilor şi forurilor interesate. Un astfel de sprijin îl constituie şi recenziile publicate în revista „Automatica şi Electronica", care contribuie la popularizarea lucrărilor apărute, prin analize atente şi lămuritoare, sau la depistarea şi evidenţierea calităţilor unor lucrări valoroase din literatura tehnică străină.

În cadrul eforturilor generale pentru continua dezvoltare şi modernizare a industriei, Editura tehnică va căuta şi printr-o literatură de automatică şi electronică adecvată să pună la dispoziţia cadrelor tehnice şi economice un instrument eficient pentru rezolvarea problemelor complexe ale societăţii socialiste moderne.

Ing. *Smaranda Dimitriu*

ORION EMG BUDAPEST

EMG

FABRICĂ DE INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

produce

Instrumente electronice de măsură
Instrumente electronice pentru diagnostic medical
Serii logice de piese componente electronice
Calculatoare digitale electronice de masă
Instalaţii digitale electronice de calculat

PRODUSE NOI EMG:

OSCILOGRAFE TRANSISTORIZATE

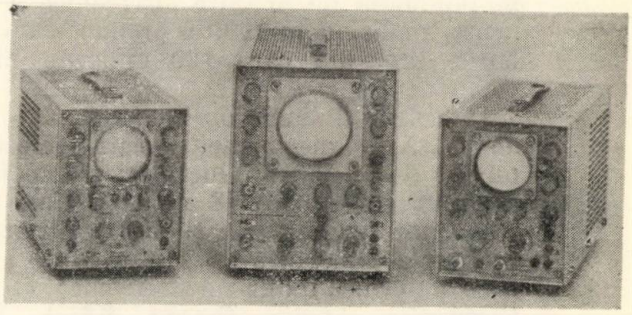
EMG-1563, 1565, 1566

EMG-1563 (TR-4651) TRANSISCOP-M OSCILOGRAF. Cu acest mic oscilograf complet transistorizat pot fi observate fenomene electrice care se produc într-o gamă largă de frecvenţe.

EMG-1565 (TR-4652) TRANSISCOP-K OSCILOGRAF DE JOASĂ FRECVENŢĂ. Aparatul se pretează la examinarea semnalelor de nivel scăzut utilizate foarte des în tehnica telecomunicaţiilor şi a măsurătorilor.

EMG-1566 (TR-4650) TRANSISCOP-D OSCILOGRAF CU DOUĂ CANALE (cu întrerupător electronic). Aparatul se pretează în special la examinarea concomitentă a două fenomene legate între ele din punct de vedere al timpului.

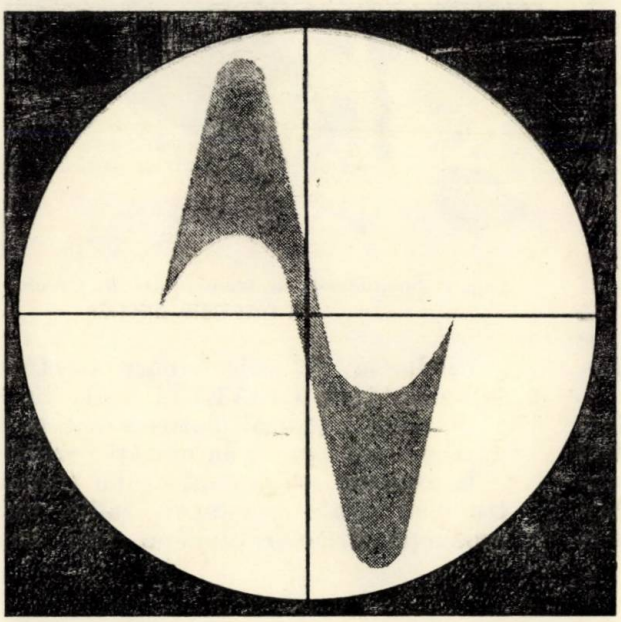
	EMG–1563	EMG–1565	EMG–1566
Lampă cu radiaţii:	70 mm	70 mm	100 mm
Amplificator vertical:		cu intrare diferenţială	cu întrerupător electronic
Gama frecvenţei:	0–300 kHz	0–10 MHz	0–20 MHz
Precizia:	50 mV/div (1 div = 0,6cm)	1 mV/div	50mV/cm
Viteza devierii timpului:	0,2 μs/div 0,5 s/div	1 μs/div 0,5 s/div	0,2 μs/cm 0,5 s/cm
Dimensiuni:	200×160×340 mm	200×160×340mm	255×200×385mm



PRODUCĂTOR:
EMG FABRICĂ DE INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE
Budapesta, XVI, Cziráky u. 26–32
Telex: 033–50
EXPORTATOR:
METRIMPEX
Budapesta, 62. Căsuţa poştală 202

PUBLICOM

electronica 70



Tîrgul internaţional de specialitate pentru produsele industriei electronice

München
5–11 noiembrie 1970

Informaţii: Münchener Messe-und Ausstellungsgesellschaft mbH.,
D8000 München 12,
Theresienhöhe 13, tel.76711,
telex 05-212086, TA: AMEG

PUBLICOM

Dezvoltarea industriei electronice italien

Asocierea electronicii — sector recent în tehnologia mondială — la cercetarea şi dezvoltarea industrială a stabilit în ultimii ani calificativele de „modern" sau „rămas în urmă" atribuite diferitelor ţări.

Italia a atacat acest sector cu dinamismul şi tenacitatea care caracterizează industria şi cercetarea italiană, stabilind poziţii de vîrf în producţia de aparate electronice şi componente, realizînd în 1969 o producţie de 440 miliarde lire, din care 120 miliarde numai în componente.

Industria italiană de componente — ramură de bază a electronicii — care foloseşte un număr de 12 000 de lucrători a exportat produse în valoare de 48 miliarde lire. Datorită calităţilor superioare şi competitivităţii lor, produsele exportate au fost vîndute şi în ţări cu o puternică industrie electronică, ca: R.F. a Germaniei, Anglia, Franţa, S.U.A. În acest sector, Italia ocupă locul al patrulea pe piaţa europeană.

Societăţile producătoare de componente ATES şi S.G.S. produc componente pentru toate sectoarele — aparate casnice, profesionale, industriale, ca rezistoare, condensatoare etc. S. G. S. a început de curînd producţia de microcircuite cu siliciu (sisteme MOS). ATES nu a renunţat la producţia cu componente cu germaniu şi este singura întreprindere europeană care produce transistoare de putere de înaltă tensiune.

Fuziunea proiectată dintre ATES şi S.G.S. va face ca noua societate să fie cea mai importantă din Europa şi una dintre cele mai mari din lume.

Existenţa unui puternic sector producător de componente italian a determinat amplificarea realizărilor şi în alte sectoare electronice.

Primul sector important este acel al calculatoarelor electronice. Industria italiană şi-a concentrat eforturile spre realizarea micro şi minicalculatoarelor — maşini extrem de moderne, complexe, flexibile şi care elimină aproape integral dificultăţile întreţinerii sau întreruperilor. Aceste maşini prezintă de asemenea avantajul că reduc considerabil raportul „cost-prestaţie", care la maşinile medii şi mai ales mari devine aproape prohibitiv.

Realizările industriei italiene de componente va duce la înfăptuirea vechiului vis al lui OLIVETTI — care ocupă locul doi pe piaţa mondială a aparaturii de birou cu posibilităţi de transcriere — şi anume înlocuirea electromecanicii cu electronica.

Trebuie reţinut faptul că o întreprindere italiană, I.M.E., a reuşit încă din anul 1963 să realizeze primul calculator de birou transistorizat: I.M.E. 84. O versiune recentă a acestui calculator, I.M.E. 86, prezentată recent la Bucureşti în cadrul unei demonstraţii restrîns a stîrnit un deosebit interes printre specialiş români prin caracteristicile ei universale de sebite, putînd fi folosită ca un calculator proces în ştiinţă, statistică, proiectare, co tabilitate, salarii, calcule de amortismente et

Cu ajutorul circuitelor MOS pe care le pr duce, S.G.S. va construi un calculator de bir cu 10 racks.

SELENIA produce un excelent minic culator, GP 16, care aparţine generaţiei treia; poate efectua calcule în timp real, d poate fi folosit şi pentru unele scopuri ştiinţifi PIGNONE SUD a început să producă calcul toarele GE-PAC, care au fost experimenta şi utilizate cu succes de grupul ENI pent automatizarea proceselor de producţie. SELEN a început producţia unui sistem automat pe tru controlul traficului aerian. MONTEDI experimentează maşina LABEN 70, un siste de microcalculatoare cu aplicabilitate specială cercetarea ştiinţifică şi cercetările de laborat

În colaborare cu FIAT, MAGNETI MARE LI a iniţiat studii importante în electroni aplicată la automobile. Se apreciază că, următorii 3—5 ani, fiecare automobil va av piese electronice miniaturizate în cea m mare parte, în valoare de circa 100 000 li

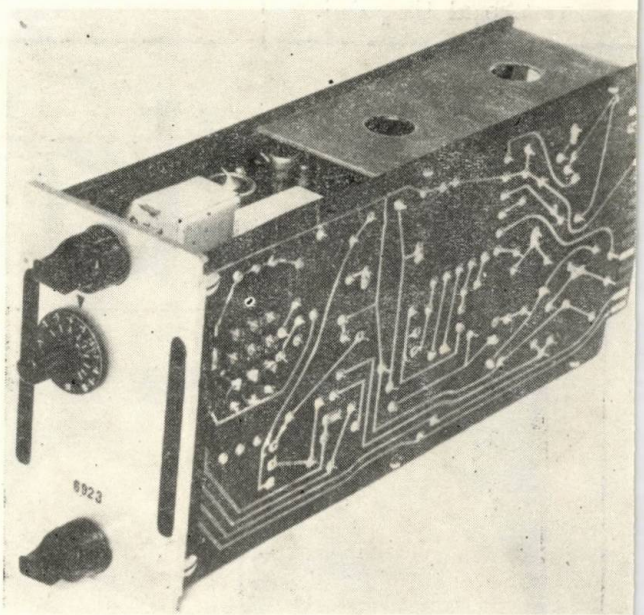


Fig. 1. Compandor cu transistoare şi circuite imprim cu conexiuni inserate

Producţia de calculatoare electronice es completată de OLIVETTI care, în afară excelentele microcalculatoare 101 şi 203, pr duce o amplă gamă de unităţi periferice.

În sectorul telecomunicaţiilor (instalaţii pe tru comunicaţii telefonice, radio, radar etc producţia firmelor italiene mai important

STET, TELETRA, OGE-FIAR, FATLE, KUTIB, GENERALE di TELEFONIA ed ELETTRONICA, SELENIA, a atins 30 miliarde lire în anul 1969.

Se produce anual aparatură electronică de măsură, laborator etc. în valoare de circa 30 miliarde lire. Este cunoscută activitatea societății LABEN în domeniul aparaturii nucleare, iar 70% din producția sa de analizoare multicanale pentru spectrometria nucleară este exportată. De asemenea, industria pentru aparatele de cercetare și control medical a contribuit ca în prezent, în cadrul programului SAGO, spitalele italiene să fie prevăzute cu aparate automatizate pentru examenele de laborator și controlul pacienților, tratarea datelor biometrice, înregistrarea automatizată a fișelor clinice, și, în general, să se realizeze optimizarea funcționării spitalelor. În acest sector trebuie citate printre altele: SELO, întreprindere specializată în producerea de aparate electronice pentru medicina nucleară și GALILEO, a cărei producție este atît de bine cunoscută în România.

În sectorul aparatelor electrocasnice, firmele italiene ZANUSSI (19 000 de lucrători și o producție facturată de 150 miliarde lire), MAGNETI MARELLI, VOXON sînt bine cunoscute. VOXON a început să producă cinescoape speciale pentru televiziunea în culori; MAGNETI MARELLI, în afară de producția de același gen de cinescoape, a realizat și un aparat de televiziune complet transistorizat și a început producția de componente pentru televiziunea în culori.

Capacitatea de dezvoltare a noilor produse electronice — condiție esențială pentru păstrarea unui înalt nivel competitiv prin diversificare și prin ameliorarea calității — este legată de programe complexe de cercetare. De aceea, S.G.S. are un număr de 400 de persoane angajate în cercetarea circuitelor cu siliciu; STET are 2 000 de persoane angajate în cercetări asupra tehnicii viitorului — lasere, olografie; CSELT-Torino folosește 500 de persoane pentru cercetare etc. MONTEDISON a obținut un credit de 3 miliarde lire și împreună cu MONTEDEL și INSTITUTUL DONEGANI-Novara, întreprinde cercetări de materiale și de componente (în special punerea la punct a unor semiconductoare compuse pentru dezvoltarea unor noi detectoare de mărimi fizice).

Primirea favorabilă făcută aparatelor și componentelor de concepție și execuție italiană, precum și gama în continuă creștere a acestora, fac să se prevadă un succes din ce în ce mai amplu al produselor electronice italiene pe piața mondială.

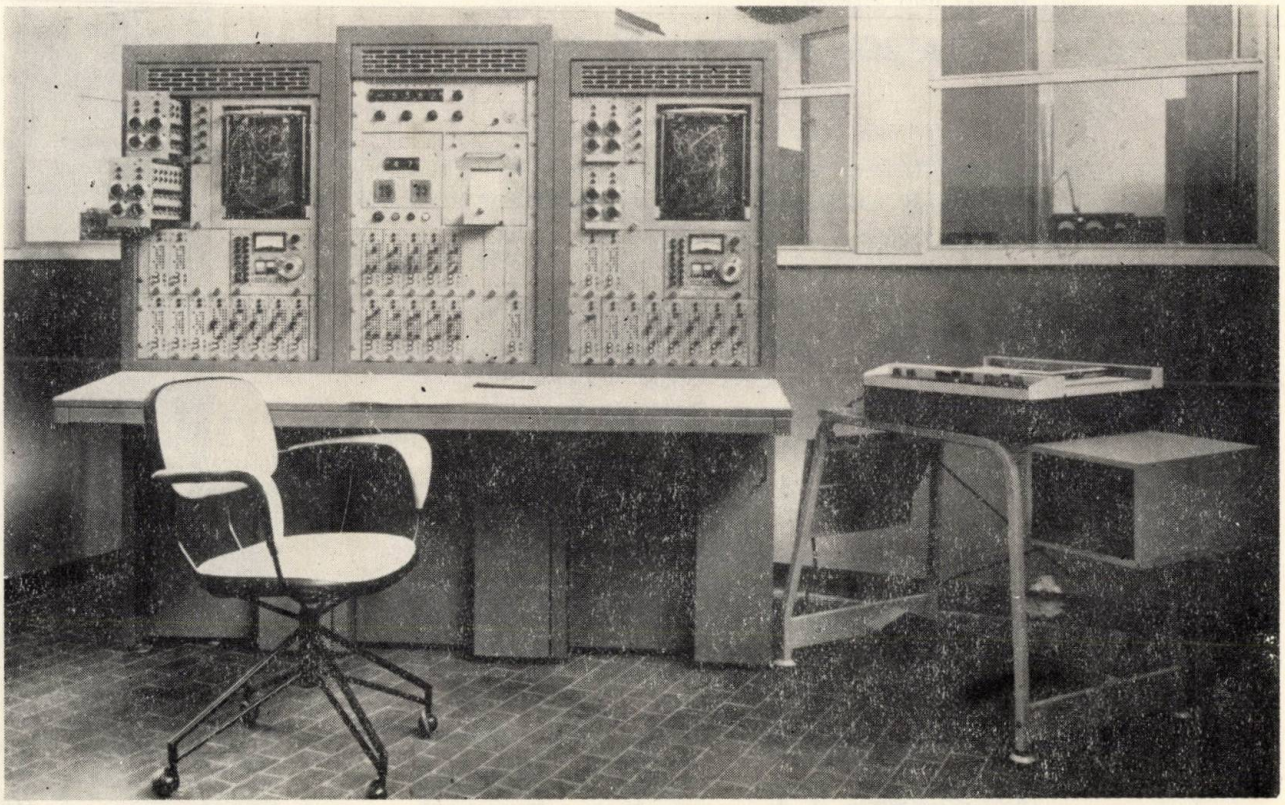


Fig. 2. Tablouri de comandă

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

PMB-6C

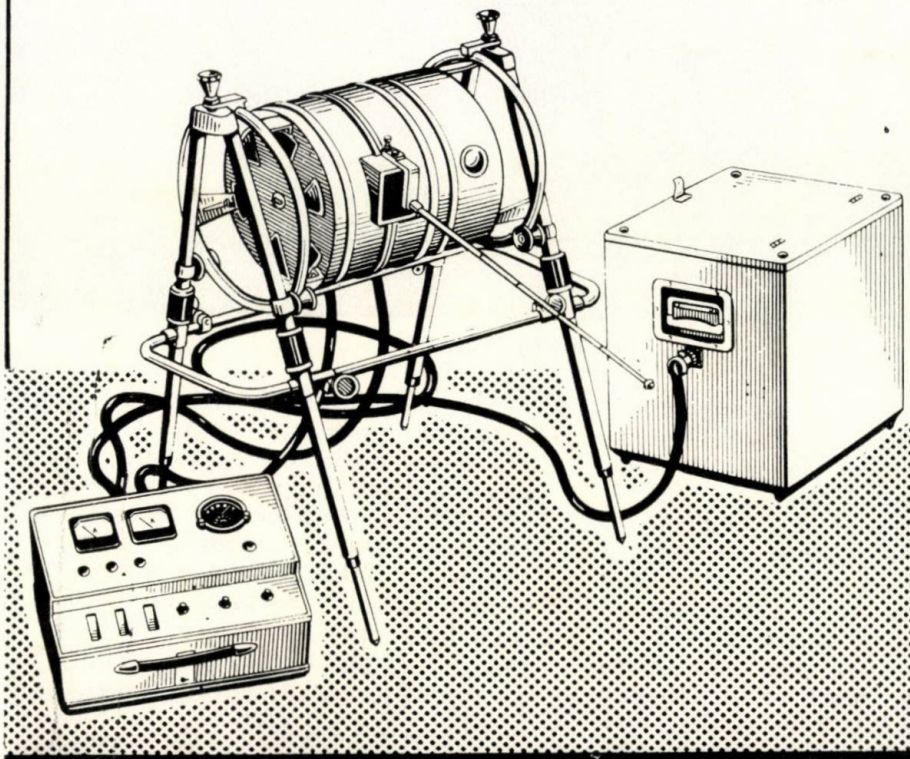
Pentru radioscopia
pieselor de oţel
pînă la 200 mm grosime

BETATRON PORTATIV DE GABARIT REDUS
PMB—6

Energia electronilor acceleraţi, MeV	6
Sensibilitatea radiografică, %	1
Temperatura de funcţionare, C°	— 30 pînă la + 60
Gradul higrometric al aerului ambiant, %	98

Exportator :

V/K „TECHSNABEXPORT'
Moscova G-200, U.R.S.S
Telefon : 244—32—85
Telex : 239



250 600

Techsnabexport

USSR · MOSCOW

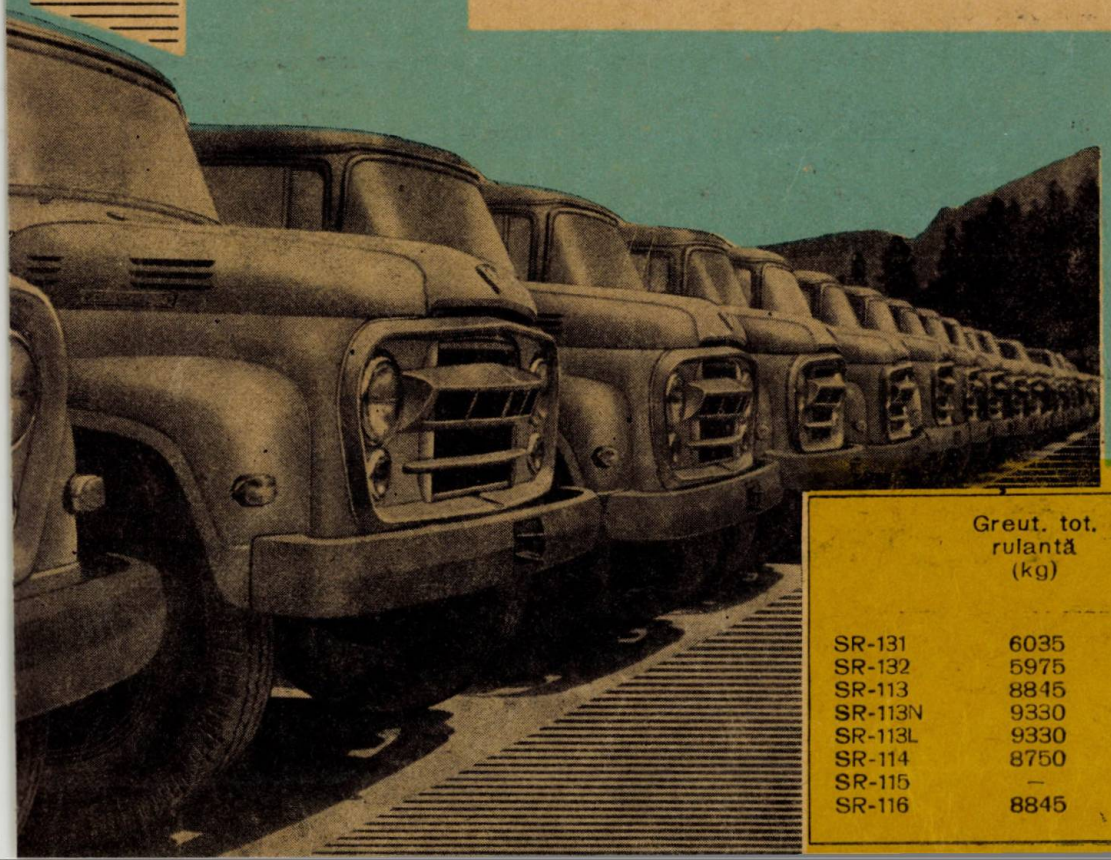
PUBLICOM

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES * DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT * 1883

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAȘOV

Vă oferă:

Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesitățile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



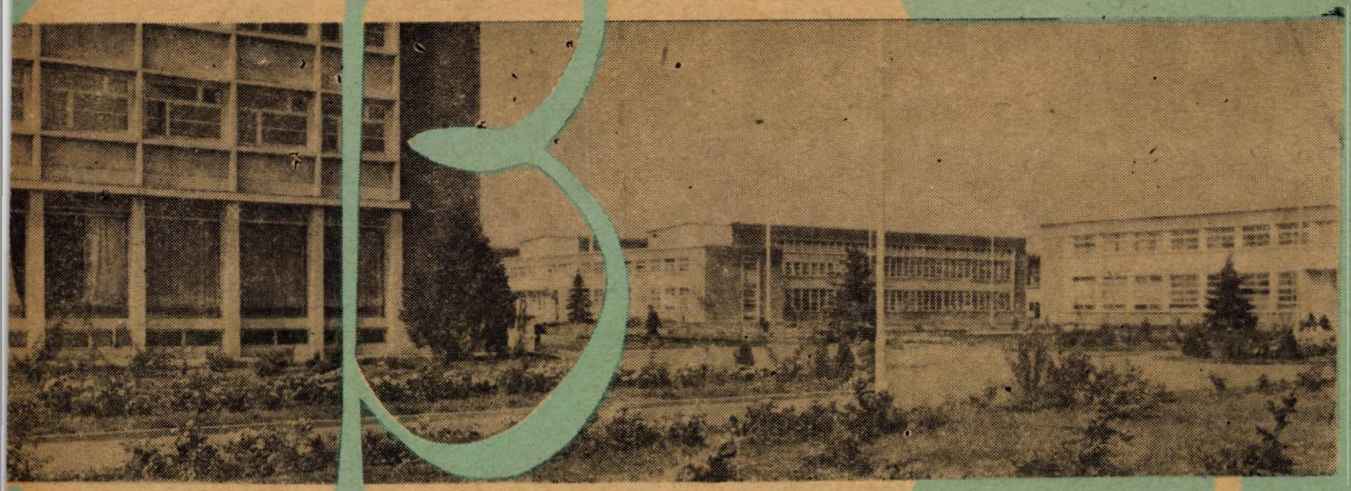
	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

IPRS
BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTORUL 2 ● TELEFON 33.38.30 ● TELEX 0112(

1971 JAN 16



produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
- de mică putere
- de medie putere
- de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
- de mică putere
- drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
- de mică putere
- de putere

Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio.
Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

IPRS

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEAS
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

E 2551

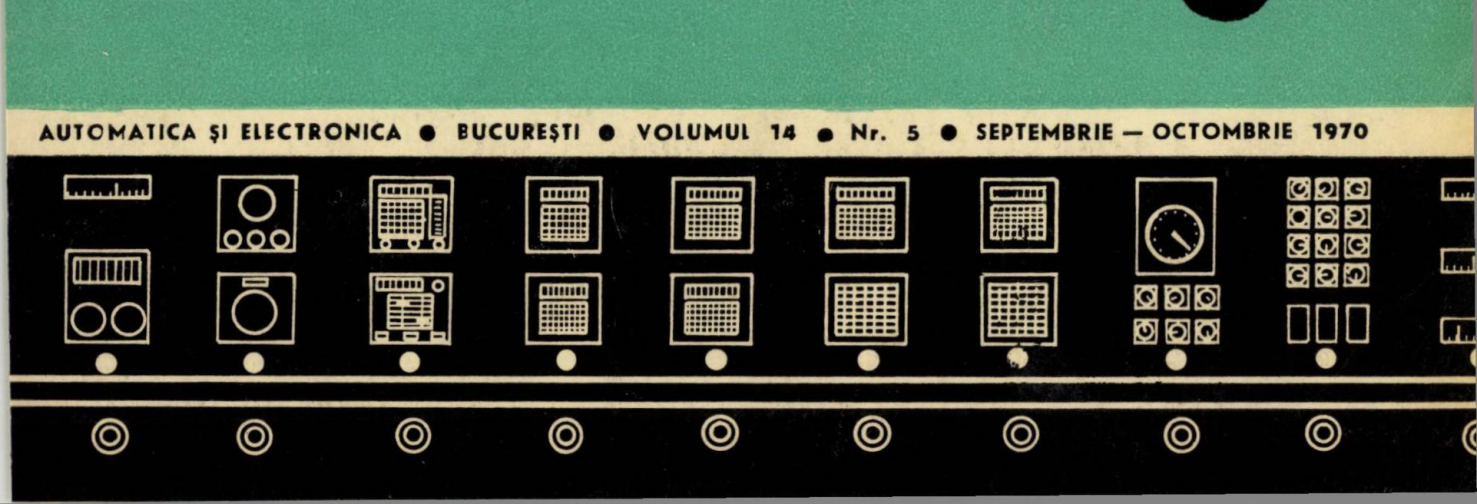
RTK

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

9-04-001

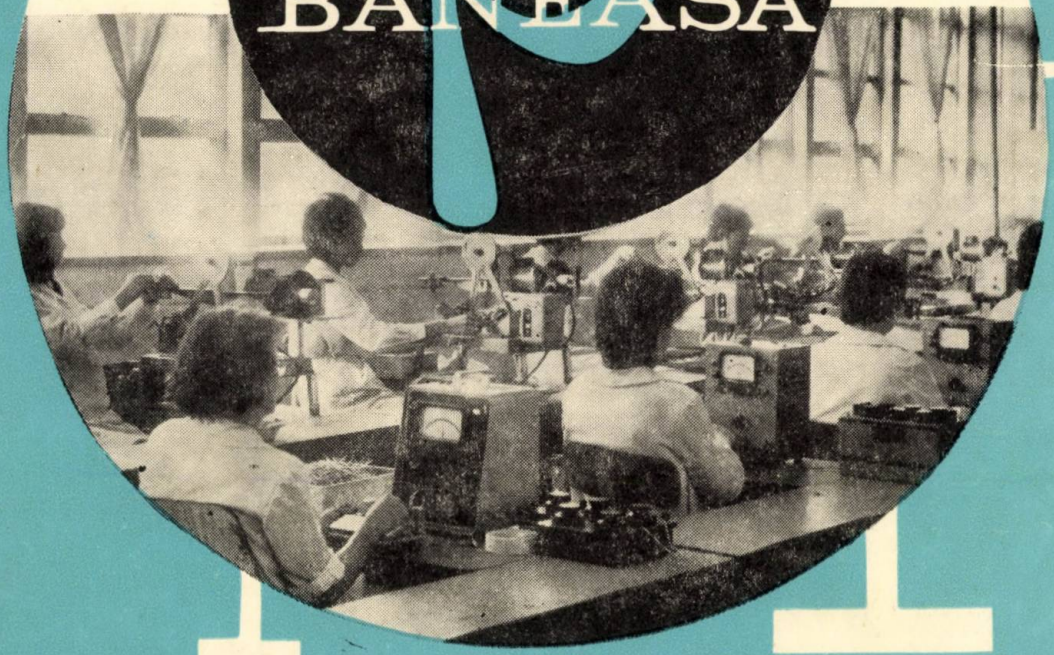
5

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 14 • Nr. 5 • SEPTEMBRIE — OCTOMBRIE 1970



ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTORUL 2 • TELEFON 33.38.30 • TELEX 011203

IPRS BĂNEASA



produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvență
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvență
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare și un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC • Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 • BUCUREȘTI • SECTORUL 2

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 14 (1970), nr. 5, sept–oct, p. 195–244

CUPRINS

egal S.:
rogrese importante în industria electronică şi de auto-
atizări.
ıtomatica şi Electr0nica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 195–197

621.38.049 :681.31
obrescu, D. N:
ptimizarea circuitelor după criteriul complex siguranţă în
neţionare — cost. Aplicaţie la determinarea schemelor
ptime de sumatoare.
ıtomatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 198–201
Se prezintă un procedeu de alegere a unor scheme elec-
onice optime după criteriul enunţat.

621.375.026
ıharescu, A. şi Hartular, Şt.:
metodă de realizare a reacţiei globale de curent în amplifi-
toarele cu etaj final în clasă B, acţionînd un detector sen-
ıil la fază.
tomatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 202–206
Se dau schema de principiu şi relaţiile de calcul de proiec-
re pentru un etaj de amplificare în clasă B sau AB.

621.389 :159.9
ere, R., Cupcea, N. şi Mihuţ, I.:
histoscop şi reactometru electronic pentru studii de psiho-
ie.
omatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p 207–211
Aceste aparate sînt utilizate în cadrul expunerii subiec-
ui la stimuli vizuali sau auditivi.

621 313.32 :621–52 :681.33
inciulescu, F., Florescu, D. şi Ghione, R.:
delarea an[illegible]ică a schemelor de reglare automată a ma-
ilor sincr[illegible]tatie statică.
omatica şi [illegible] oct 1970, p. 211–216
Se pre[illegible] al sistemului generator
cron c[illegible] glare automată şi
cină; [illegible] portarea sis-
ıului [illegible]

621
ne
t

ma[illegible]
Metoda
orţi SAU.

20.15 :539,173
uş, D. M.:
rolul nedistructiv cu neutr[illegible]
natica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct [illegible]
După explicarea metodei se dau varia[illegible]
eniile de folosire, limitări şi perspective [illegible]

21.391 :681.31
scu, G. şi Tertişco, M.:
le matematice şi identificarea proceselor.
ıatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 238–239

ĂŢI 242
NZII 242

E 2551
1970. 14. k. 5. n.
p. 211-216
Pa/Gr.

CONTENTS

DC 621.38.049 : 681.31
Dobrescu, D. N.:
Safety — cost criterion in optimalization of circuits. Determining optimum diagrams for summators.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 198–201
The paper, presents a method for the selection of optimum electronic diagrams, making use of the presented diagram.

DC 621.375.026
Zaharescu, A. and *Hartular, St.:*
Method for achievement of global feedback in class B final stage amplifiers, actuating a phase-sensitive detector.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 202–206
The paper presents the basic diagram and designing calculations of class B or AB amplification stage.

DC 621.389 : 159.9
Stere, R., Cupcea, N. and *Mihuţ, I.:*
Electronic tachoscope and reactionmeter used in psychology studies.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 207–211
The apparatuses are utilized in audio-visual stimulation of the subjects.

DC 621.313.32. : 621–52 : 681.33
Stănciulescu, F., Florescu, D. and *Ghione, R.:*
Analogous circuit of automatic adjustment of synchronous machines with static excitation.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 211–216
The authors describe the analogic model of a synchronous generating system with static excitation, automatic adjusting loop and charge; with the help of the model, the paper studies the behaviour of the syistem under different dynamic regimes.

DC 621.317.725
Grânescu, S. and *Lazăr Ioana:*
Electronic peak voltmeter.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 217–219
The apparatus is designed for peak measuring of negative, periodical voltages of any form.

DC 621.398 : 621.316.729 : 681.3.041.
Weissmann, E.:
Synchronization systems utilizing transition between symbols.
Automatica şi Electronic9 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 220–224
The author makes a theoretical and practical description of a synchronization system used in transmission of numerical data.

[illegible]81.325.6 : 681.3.042
[illegible]. :
[illegible]sion methodes of two binary numbers.
[illegible]ica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 224–227
[illegible]e method utilizes transport generating circuits and [illegible]gates.

[illegible] 620.15 : 539.173
Timuş, D. M.:
Non-destructive testing method by neutrons.
Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept.-oct 1970, p. 228–237
After describing the method, the author presents different ways of application, domains of utilization, limitations and prospects.

DC 621.391 : 681.31
Ionescu, G. and *Tertişco, M.:*
Mathematical models and identification of processes.
Automatica şi Electronica 14 nr. 5, sept-oct 1970, p. 238–239

NEWS 242
BROK REVIEW 242

SOMMAIRE

CD. 621.38.049 : 681.31

Dobrescu, D. N. :

L'optimisation des circuits selon le critère complexe sûreté pendant le fonctionnement — prix de revient. Application à la determination des schémas optima de sommateurs.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept-oct 1970, p. 198–201

On présente un procédé pour le choix de certains schémas électroniques optima selon le critère énoncé.

CD 621.375.026

Zaharescu, A. et *Hartular, St.* :

Méthode pour la réalisation de la réaction globale de courant dans les amplificateurs à palier final dans la classe B, actionnant un détecteur sensible à la phase.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept–oct 1970, p. 202–206

On présente le schéma de principe et les relations de calcul pour l'élaboration des projets d'un palier d'amplification dans la classe B ou bien AB.

CD 621.389 : 159.9

Stere, R., Cupcea, N. et *Mihuţ, I.* :

Tahistoscope et réactomètre électronique destinés aux études de psychologie.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept.-oct. 1970, p. 207–211

Ces appareils sont utilisés lorsque le sujet est soumis aux stimulus visuels ou auditifs.

CD 621. 313. 32 : 621 – 52 : 681.33

Stănciulescu, F., Florescu, D. et *Ghione, R.* :

Le modelage analogique des schémas de réglage automatique des machines synchrones à excitation statique.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept–oct 1970, p. 211–216

On précise le modèle analogique du système générateur synchrone à excitation statique, boucle de réglage automatique et charge ; à l'aide du modèle, on étudie le comportement du système dans différents régimes dynamiques.

CD. 621.317.725

Grânescu, S. et *Lazăr Ioana* :

Voltmètre électronique de sommet.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept–oct 1970, p. 217–219

L'appareil est destiné au mesurage de la valeur-sommet d'une tension périodique, négative, de n'importe quelle forme.

CD 621.398 : 621.316.729 : 681.3.041

Weissmann, E. :

Systèmes de synchronisation utilisant les transitions entre symboles.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept – oct 1970, p. 220–224

L'auteur expose, théoriquement et pratiquement, un système de synchronisation utilisé pour la transmission des données numériques.

CD 681.325.6 : 681.3.042

Beloiu, D. :

Méthodes pour comparer deux numéros binaires.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept – oct 1970, p. 224–227

Ces méthodes utilisent les circuits de génération du transport ainsi que portes OU.

CD 620.15 : 539.173

Timuş, D. M. :

Le contrôle non-destructif à l'aide des neutrons.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept – oct 1970, p. 228–237

Après avoir expliqué la méthode, l'auteur présente ses variantes d'application, les domaines d'utilisation, les limites ainsi que les perspectives d'avenir.

CD 621.391 : 681.31

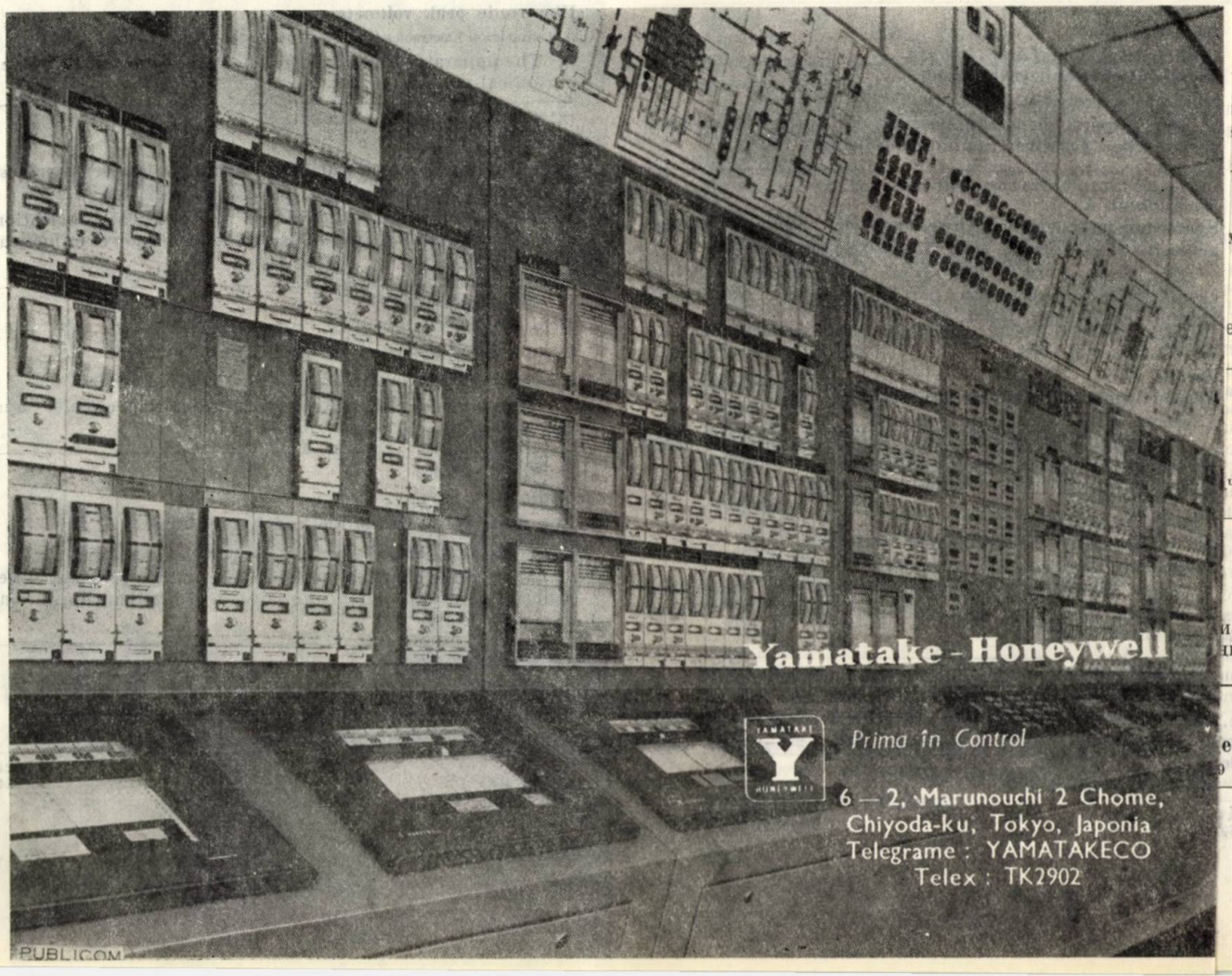
Ionescu, G. et *Tertişco, M.* :

Modèles mathématiques et identification des processus.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept – oct 1970, 0. 238–239

NOUVEAATÉS 242

COMPTES–RENDUS 242



Ξ 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 14 (1970), nr. 5, sept–oct, p. 195–244

CUPRINS

egal S.:
rogrese importante în industria electronică şi de auto-
ıatizări.
ıtomatica şi Electr0nica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 195–197

621.38.049 :681.31
obrescu, D. N:
ptimizarea circuitelor după criteriul complex siguranţă în
neţionare — cost. Aplicaţie la determinarea schemelor
ıtime de sumatoare.
ıtomatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 198–201
Se prezintă un procedeu de alegere a unor scheme elec-
onice optime după criteriul enunţat.

621.375.026
ıharescu, A. şi *Hartular, Şt.:*
metodă de realizare a reacţiei globale de curent în amplifi-
toarele cu etaj final în clasă B, acţionînd un detector sen-
ıil la fază.
tomatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 202–206
Se dau schema de principiu şi relaţiile de calcul de proiec-
re pentru un etaj de amplificare în clasă B sau AB.

621.389 :159.9
ere, R., Cupcea, N. şi *Mihuţ, I.:*
histoscop şi reactometru electronic pentru studii de psiho-
ıie.
omatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p 207–211
Aceste aparate sînt utilizate în cadrul expunerii subiec-
ui la stimuli vizuali sau auditivi.

621 313.32 :621–52 :681.33
inciulescu, F., Florescu, D. şi *Ghione, R.:*
delarea analogică a schemelor de reglare automată a ma-
ilor sincrone cu excitaţie statică.
omatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 211–216
Se precizează modelul analogic al sistemului generator
cron cu exciţatie statică, buclă de reglare automată şi
cină; cu ajutorul modelului se studiază comportarea sis-
ıului în diferite regimuri dinamice.

621.317,725
nescu, S. şi *Lazăr Ioana:*
tmetru electronic de vîrf.
ımatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 217–219
Aparatul este destinat măsurării valorii de vîrf a unei
siuni periodice, negative, de orice formă.

621.398 :621.316.729 :681.3.041
ssmann, E.:
eme de sincronizare utilizînd tranziţiile între simboluri.
matica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 220–224
Autorul expune, teoretic şi practic, un sistem de sincro-
re folosit în transmiterea datelor numerice.

81.325.6 :681.3.042
ıiu, D.:
ıde de comparare a două numere binare.
matica şi Electronica 14, nr. 5, sept.oct 1970, p. 224–227
Metoda utilizează circuitele de generare a transportului
orţi SAU.

20.15 :539,173
uş, D. M.:
rolul nedistructiv cu neutroni.
natica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 228–237
După explicarea metodei se dau variantele ei de aplicare,
eniile de folosire, limitări şi perspective de viitor.

21.391 :681.31
scu, G. şi *Tertişco, M.:*
ele matematice şi identificarea proceselor.
ıatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 238–239

ĂŢI 242
NZII 242

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.38.049 : 681.31

Добреску, Д. Н.:

Оптимизация цепей по комплексному критерию над жность в работе—стоимость. Применение для опред ления оптимальных схем суммирующих устройств.

Automatica şi Electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр. 198—301

Излагается способ выбора оптимальных электро ных схем по указанному критерию.

ДК 621.375.026

Захареску, А. и *Хартулар, Шт.:*

Метод осуществления связи тока в усилителях с ко ечных каскадом в классе Б при воздействии на фа очувствительный детектор.

Automatica şi Electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр.202—206

Приводится принципиальная схема и соотношени расчета при проектировании каскада усиления в клас Б или АБ.

ДК 621.389 : 159.9

Стере, Р., Купча, Н. и *Михуц, И.:*

Электронный тахистоскоп и реактометр для психол гических исследований.

Automatica şi Electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр. 207—211

Эти приборы применяются в рамках изложени темы при визуальных и слуховых стимулах.

ДК 621.313.32 : 621—52 : 681.33

Стэнчулесау, Ф., Флореску, Д. и *Гионе, Р.:*

Аналоговое моделирование схем автоматическо регулирования синхронных машин статически возбуждением.

Automatica şi Electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр.211—216

Уточняется аналоговая модель генерирующей си хронной системы со статистическим возбуждением, шлейфом автоматического регулирования и зарядо при помощи модели изучается поведение системы п различных динамических режимах

ДК 621.317.725

Грэнеску, С. и *Лавэр Иоана:*

Электронный вольметр с наконечником.

Automatica şi Electronica 14, N. 5 сент.-окт. 1970 стр. 217—219

Прибор предназначен для замера пикового зна ния периодического напряжения смещения, люб формы.

ДК 621.398 : 621.729 : 681.3.041

Вайссманн, Е.

Синхронизирующие системы применяющие перехо между условными обозначениями.

Automatica şi electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр.220—224

Автор излагает, теоретически и практически, с хронизирующую систему, применяемую при перед числовых данных.

ДК 681.325.6 : 681.3.042

Белою, Д.:

Методы сравнения двух бинарных чисел.

Automatica şi Electronica 14, N. 5, сент.-окт. 1970 стр. 224—227

Метод применяет цепи генерирования передачи импульса ИЛИ.

ДК 620.15 : 539.173

Тимуш, Д. М.:

Недеструктивный контроль нейтронами.

Automatica şi Electronica 14, N. 5 сент.-окт. 1970 стр. 228—237

После объяснения метода приводятся вариа его применения, области применения, ограничени дальнейшие перспективы.

ДК 621. 391 : 681.31¼

Йонеску, Г. и *Тертишко, М.:*

Математические модели и идентификация процес

Automaticya şi Electronica 14, N. 5 сент.-окт. 1970 стр. 238—239

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

РЕЦЕНЗИИ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.38.049 : 681.31

Dobrescu, D. N. :

Optimisierung der Kreise nach dem komplexen Kriterium Betriebssicherheit — Kosten. Anwendung zur Bestimmung der Optimal — Summierschemen.

Atomatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970, S 198—201

Gezeigt wird eine Wahlmethode gewisser elektronischen Optimalschemen nach dem erwähnten Kriterium.

DK 621.375.026

Zaharescu, A. und *Hartular, St.* :

Eine Methode zur Verwirklichung der gesamten Stromreaktion in den Verstärkern mit Endstufe der Klasse B, die einen phasenempfindlichen Detecktor betätigen.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970 S. 202—206

Angegeben werden das Prinzipschema und die Beziehungen der Entwurfsberechnungen für eine Verstärkerstufe dder Klasse B oder AB.

DK 621.389 : 159.9

Stere, R., Cupcea, N. und *Mihuţ, I.* :

Tahistoskop und elektronischer Reaktometer für psyhologische Studien.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970, S. 207—211

Diese Apparate werden im Rahmen der Erörterung des Sübjektes bei Seh — oder Hörstimulierern verwendet.

DK 621.313.32 : 621—52 : 681.33

Stănciulescu, F., Florescu, D. und *Ghione, R.* :

Die Analogmodellierung der Schemen zur Selbstregelung der Synchronmaschinen mit statischer Erregung.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept.-Okt 1970, S. 211—216

Beschrieben wird das Analogmodell des Synchrongeneratorsystems mit statischer Erregung, automatischer Regelschleife und unter Belastung. Mit Hilfe des Modells untelsucht man das Verhalten des Systems bei verschiedener dynamischen Betriebsarten.

DK 621.317.725

Grânescu, S. und *Lazăr Ioana* :

Elektronischer Spitzenvoltmeter.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970. S. 217—219

Der Apparat dient zur Messung des Spitzenwertes einer periodischen negativer Spannung beliebiger Form.

DK 621.398 : 621.316.729 : 681.3.041

Weissmann, E. :

Synchronisiersystem bei Anwendung der Symbolübergange.

Automatica şi Electronica 14, H. H. 5, Sept-Okt 1970. S. 220—224

Der Verfasser stellt theoretisch und praktisch ein Synchronisiersystem dar, das der Uebertragung numerischer Daten Verwendung findet.

DK 681.325.6 : 681.3.042f

Beloiu, D. :

Vergleichsmethoden zweier Binärzahlen.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970, S. 224—227

Die Methode verwendet die Erzeugungskreise des Transportes und gewisse Pforten ODER,.

DK 620.15 : 539.173

Timuş, D. M. :

Die undistruktive Kontrolle mit Neutronen.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970, S. 228—237

Nach Erklärung der Methode werden ihre Anwendungsvarianten, ihre Verwendungsgebiete, Grezen und Zukunftaussichten angegeben.

DK 621.391 : : 681.31

Ionescu, G. und *Tertişco, M.* :

Mathematische Modelle und Identifiezierung der Prozesse.

Automatica şi Electronica 14, H. 5, Sept-Okt 1970, S. 238—239

NEUES 242

BUCHBESPRECHUNGEN 242

CONTENTS

DC 621.38.049 : 681.31

Dobrescu, D. N. :

Safety — cost criterion in optimalization of circuits. Determining optimum diagrams for summators.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 198—201

The paper, presents a method for the selection of optimum electronic diagrams, making use of the presented diagram.

DC 621.375.026

Zaharescu, A. and *Hartular, St.* :

Method for achievement of global feedback in class B final stage amplifiers, actuating a phase-sensitive detector.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 202—206

The paper presents the basic diagram and designing calculations of class B or AB amplification stage.

DC 621.389 : 159.9

Stere, R., Cupcea, N. and *Mihuţ, I.* :

Electronic tachoscope and reactionmeter used in psychology studies.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 207—211

The apparatuses are utilized in audio-visual stimulation of the subjects.

DC 621.313.32. : 621—52 : 681.33

Stănciulescu, F., Florescu, D. and *Ghione, R.* :

Analogous circuit of automatic adjustment of synchronous machines with static excitation.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 211—216

The authors describe the analogic model of a synchronous generating system with static excitation, automatic adjusting loop and charge; with the help of the model, the paper studies the behaviour of the syistem under different dynamic regimes.

DC 621.317.725

Grânescu, S. and *Lazăr Ioana* :

Electronic peak voltmeter.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 217—219

The apparatus is designed for peak measuring of negative, periodical voltages of any form.

DC 621.398 : 621.316.729 : 681.3.041.

Weissmann, E. :

Synchronization systems utilizing transition between symbols.

Automatica şi Electronic9 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 220—224

The author makes a theoretical and practical description of a synchronization system used in transmission of numerical data.

DC 681.325.6 : 681.3.042

Beloiu, D. :

Comparision methodes of two binary numbers.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept-oct 1970, p. 224—227

The method utilizes transport generating circuits and OR gates.

DC 620.15 : 539.173

Timuş, D. M. :

Non-destructive testing method by neutrons.

Automatica şi Electronica 14, nr. 5, sept.-oct 1970, p. 228—237

After describing the method, the author presents different ways of application, domains of utilization, limitations and prospects.

DC 621.391 : 681.31

Ionescu, G. and *Tertişco, M.* :

Mathematical models and identification of processes.

Automatica şi Electronica 14 nr. 5, sept-oct 1970, p. 238—239

NEWS 242

BROK REVIEW 242

SOMMAIRE

CD. 621.38.049 : 681.31

Dobrescu, D. N. :

L'optimisation des circuits selon le critère complexe sûreté pendant le fonctionnement — prix de revient. Application à la determination des schémas optima de sommateurs.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept-oct 1970, p. 198—201

On présente un procédé pour le choix de certains schémas électroniques optima selon le critère énoncé.

CD 621.375.026

Zaharescu, A. et *Hartular, St.* :

Méthode pour la réalisation de la réaction globale de courant dans les amplificateurs à palier final dans la classe B, actionnant un détecteur sensible à la phase.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept—oct 1970, p. 202—206

On présente le schéma de principe et les relations de calcul pour l'élaboration des projets d'un palier d'amplification dans la classe B ou bien AB.

CD 621.389 : 159.9

Stere, R., Cupcea, N. et *Mihuţ, I.* :

Tahistoscope et réactomètre électronique destinés aux études de psychologie.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept.-oct. 1970, p. 207—211

Ces appareils sont utilisés lorsque le sujet est soumis aux stimulus visuels ou auditifs.

CD 621. 313. 32 : 621 — 52 : 681.33

Stănciulescu, F., Florescu, D. et *Ghione, R.* :

Le modelage analogique des schémas de réglage automatique des machines synchrones à excitation statique.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept—oct 1970, p. 211—216

On précise le modèle analogique du système générateur synchrone à excitation statique, boucle de réglage automatique et charge; à l'aide du modèle, on étudie le comportement du système dans différents régimes dynamiques.

CD. 621.317.725

Grânescu, S. et *Lazăr Ioana* :

Voltmètre électronique de sommet.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept—oct 1970, p. 217—219

L'appareil est destiné au mesurage de la valeur-sommet d'une tension périodique, négative, de n'importe quelle forme.

CD 621.398 : 621.316.729 : 681.3.041

Weissmann, E. :

Systèmes de synchronisation utilisant les transitions entre symboles.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept — oct 1970, p. 220—224

L'auteur expose, théoriquement et pratiquement, un système de synchronisation utilisé pour la transmission des données numériques.

CD 681.325.6 : 681.3.042

Beloiu, D. :

Méthodes pour comparer deux numéros binaires.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept — oct 1970, p. 224—227

Ces méthodes utilisent les circuits de génération du transport ainsi que portes OU.

CD 620.15 : 539.173

Timuş, D. M. :

Le contrôle non-destructif à l'aide des neutrons.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept — oct 1970, p. 228—237

Après avoir expliqué la méthode, l'auteur présente ses variantes d'application, les domaines d'utilisation, les limites ainsi que les perspectives d'avenir.

CD 621.391 : 681.31

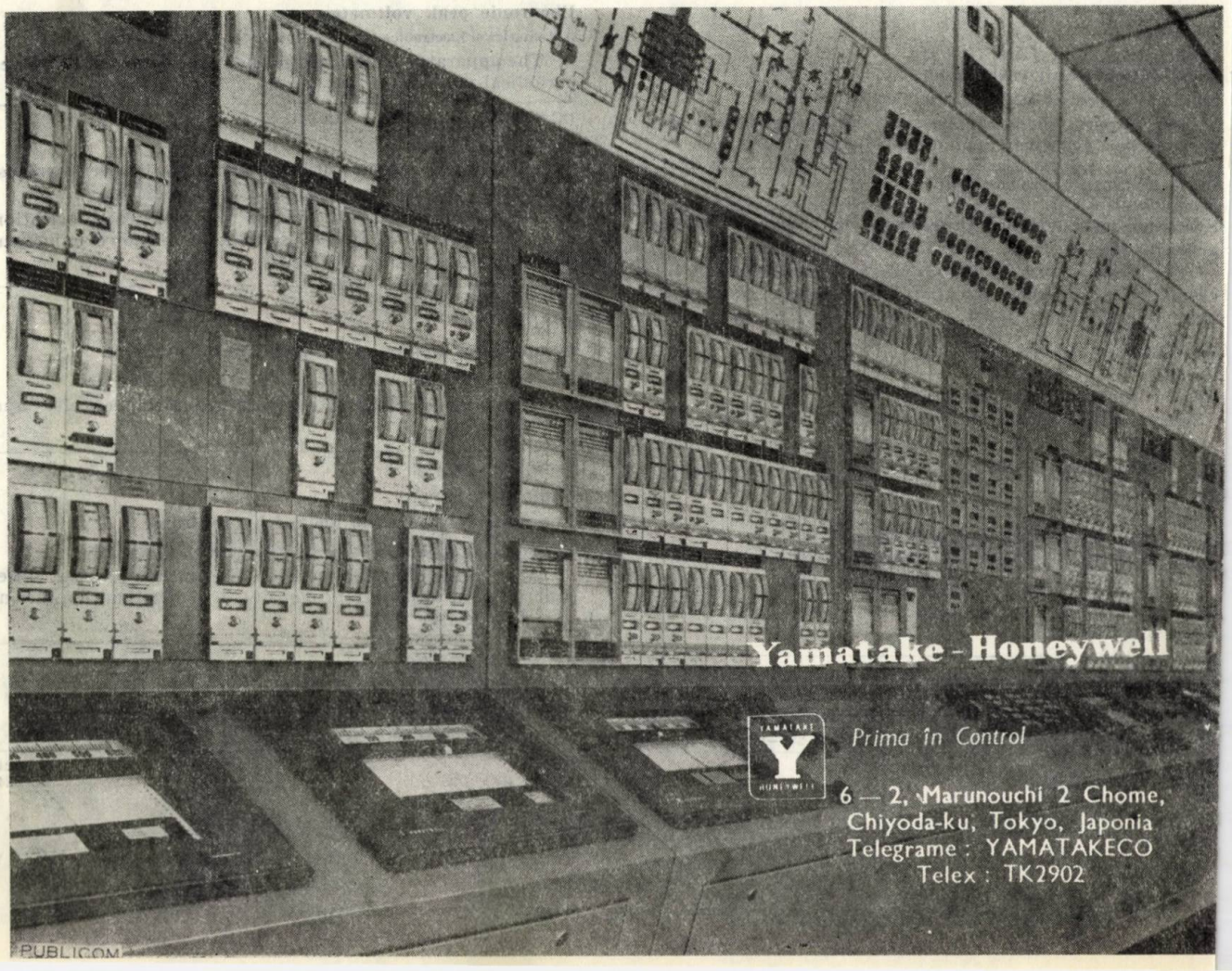
Ionescu, G. et *Tertişco, M.* :

Modèles mathématiques et identification des processus.

Automatica şi Electronica 14, no. 5, sept — oct 1970, 0. 238—239

NOUVEAATÉS 242

COMPTES—RENDUS 242



AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 195 — 244) nr. 5, septembrie—octombrie București, 1970

Ing. SANDU SEGAL

Progrese importante în industria electronică și de automatizări

În Republica Socialistă România electronica și automatica au devenit unul dintre factorii hotărîtori ai revoluției tehnico-științifice, iindu-le proprii ritmuri ridicate de creștere a frodu cției care depășesc cu mult ritmurile de creștere atît a industriei electrotehnice în ansamblu cît și a construcției de mașini și a prelucrării metalelor.

Fabricația din industria electronică și de automatizări reprezintă în prezent circa 40% din producția ramurii industriei electrotehnice și electronice. Aceasta este cu atît mai remarcabil dacă se are în vedere că înainte de 1948, anul cînd au luat ființă primele unități pentru fabricația de radioreceptoare, aparate telefonice și aparataj electric, în acest domeniu nu au existat în România decît cîteva ateliere de montaj.

În prezent — industria electronică și de automatizare a ajuns să producă, în 1970, peste 8 000 de sortimente de produse diferite. Fabricația se desfășoară în numeroase uzine, fabrici și sectoare specializate.

Acestei producții de înaltă tehnicitate, cu tehnici de vîrf ce au implicații profunde în toate domeniile de activitate, îi este proprie o bază puternică de cercetare și dezvoltare. Astfel, trei unități specializate de cercetare-proiectare asigură dezvoltarea tehnică: Institutul de proiectări automatizări, Institutul de cercetări și proiectări electronice și pentru utilaje și echipamente de calcul și Centrul de cercetări pentru componente electronice.

Numeroase colective de concepție din uzine și fabrici, reprezentînd circa 2 000 de specialiști, se preocupă de diversificarea producției pe bază de concepție proprie și a celei realizate pe bază de licență cu parteneri din străinătate.

O comparație între anii 1960, 1965 și 1970 scoate în evidență creșterea foarte rapidă a producției de aparataj electronic și de automatizare, și anume de 2,1 ori în 1965 față de 1960 și de 2,85 ori în 1970 față de 1965.

Pentru principalele grupuri de produse, creșterile sînt arătate în tabela 1.

Tabela 1

Creșterile relative la principalele grupuri de produse (1965 = 100%)

Denumirea grupei	U/M	1965	1966	1967	1968	1869	1970
1. Piese radio și semiconductori	mil. lei	100	140	210	243	350	440
2. Elemente de automatizare	mil. lei	100	129	202	354	520	646
3. Radioreceptoare	mii. buc	100	101	114	120	132	141
4. Televizoare	mii buc.	100	105	142	160	221	290
5. Aparate telefonice	mil. buc	100	117	132	176	193	245
6. Aparate de măsură electrice	mil. lei	100	118	152	179	212	259
7. Aparate electronice de măsură și industriale	mil. lei	100	115	131	175	182	200

Ținînd seamă de tendințele de dezvoltare tehnică pe plan mondial, de progresul rapid al producției electronice și de automatizări, de necesitatea acoperirii nevoilor economiei naționale și de mărirea exportului, volumul producției de aparatură electronică și de automatizări va crește în perioada 1971—1975 cu un ritm mediu anual de pste 21%, fiind de 7,35 ori mai mare în 1975 față de 1965.

Asigurarea condițiilor pentru dezvoltarea cu precădere a producției industriei electronice și de automatizări și pentru atingerea celui mai înalt nivel tehnic al acesteia a constituit o problemă centrală a politicii economice a țării noastre.

Numeroase fabrici și secții noi au fost construite, au fost reutilate cele existente.

Realizările la principalele grupuri de produse sînt o mărturie a progresului rapid al fabricației de aparataj electronic și de automatizare, o ilustrare elocventă a nivelului tehnic ridicat, ceea ce întărește prestigiul la export al mărcilor produselor românești.

Elementele de automatizare se produc la o unitate modernă, Fabrica de elemente de automatizare (fig. 1). Dotată cu utilaje de mecanică fină și cu utilaje electronice de înaltă tehnicitate, complet climatizată, fabrica produce 114 tipuri de bază de elemente de auto-

Fig. 1. FEA. Vedere atelier montaj.

matizare în peste 1 000 de tipovariante. Datorită calităţii superioare şi în special stabilităţii parametrilor în condiţii climatice dificile — tropical arid sau tropical umed — aceste produse sînt exportate în China, India, Pakistan, R.A.U.,U.R.S.S. şi alte ţări.

De remarcat pentru performanţele lor sînt aparatele traductoare, aparatele regulatoare, elementele de calcul care permit efectuarea unor operaţii de calcul analogic asupra semnalelor unificate şi elementele auxiliare din sistemul unificat E care permit efectuarea unor operaţii secundare ca telecomanda elementelor de execuţie etc.

Fig. 2. IPRS. Aspect din secţia de asamblare transistoare.

Fabrica de elemente de automatizare (FEA) produce de asemenea elemente blocuri şi module tipizate pentru reglare automată, pentru acţionări electrice şi elemente de comutaţie statică pentru sistemele UNIDIN şi UNILOG.

Fabrica de piese radio şi semiconductori (IPRS) produce un larg sortiment de rezistenţe chimice, rezistenţe bobinate, condensatoare ceramice şi cu hîrtie, condensatoare electrolitice, condensatoare Mylar, precum şi o gamă variată de semiconductoare cu germaniu şi siliciu.

O preocupare majoră o constituie asimilarea dispozitivelor semiconductoare cu siliciu bazate pe tehnica planar-epitaxială, profesionalizarea dispozitivelor şi obţinerea unor randamente superioare pe liniile tehnologice modern utilate (fig.2).

Suprafaţa productivă, mijloacele fixe au crescut continuu, produsele fabricate de IPRS fiind cunoscute în unele ţări, cu aprecieri bune din partea beneficiarilor externi. Acestea se exportă în Franţa, R. F. a Germaniei, R.A.U. R.D.G. şi altele.

Dezvoltarea puternică a întreprinderii a fost realizată prin eforturi proprii de concepţie a produselor şi utilajelor, precum şi prin licenţe şi achiziţii de linii de fabricaţie de la firme străine.

Uzinele Electronica din Bucureşti, produc o diversitate mare de aparate de radio staţionare sau portabile şi televizoare.

Realizate pe bază de concepţie proprie, produsele sînt la nivelul tennicii mondiale; numeroase dintre acestea, ca radioreceptorul S. 631 Nordic, Mamaia, Darclée, televizoarele Dacia, Miraj, E—59, Sanda t 47, sînt cunoscute în unele ţări, unde se exportă : Anglia, R.F. a Germaniei, Franţa, Suedia, Liban, Elveţia etc.

Uzinele Electronica, modern utilate cu linii de montaj în flux continuu, cu maşini automate de bobinat şi pentru prelucrări mecanice, cu instalaţii atomate de fabricare a scalelor, cu linii specializate de fabricare a difuzoarelor şi a altor subansambluri, cu la

boratoare de cercetări şi proiectări, sînt dotate cu utilaje moderne produse fie în uzină, fie furnizate de firme specializate în aparate de măsură ca Philips, Hewlett-Packard, Marconi, Brüell-Kjaer, Metrix, Ferisol etc.

Toate acestea sînt încă un indiciu în ce priveşte calitatea superioară a produselor uzinelor Electronica, ceea ce situează această uzină la nivelul uzinelor moderne din lume.

Fig. 3. Uzinele Electronica. Montaj final televizoare.

Fabrica de aparatură electronică de măsurat i industrială, recent construită (FEMI), exeută o gamă variată de aparate electronice laborate de Institutul de cercetări electronice. De menţionat sînt aparatele electronice desinate măsurării mărimilor electrice şi neectrice: sursa dublă de tensiune 2 SRT—401, ırsa simplă de tensiune SRT—404, voltmeul numeric VN—1—4/B, osciloscopul de sericiu OS 1, numărătorul universal FN 1—6, ibrometrul portabil etc.

Din domeniul aparaturii electronice pentru rocese tehnologice şi aparatură electronică estandardizată menţionăm: generatorul de altă frecvenţă capacitiv GIF, generatorul ultrasunete.

Fabrica FEMI, modern utilată, are în proul său de fabricaţie şi aparatură pentru telecounicaţii profesionale, din care grupă un prots de înaltă tehnicitate fabricat din anul 1969 te radiotelefonul cu modulaţie de frecvenţă alizat după licenţa Svenska-Radio-Suedia.

Numeroase alte sortimente din domeniul aparaturii electronice şi de automatizări execută şi uzinele Electromagnetica, Electroaparataj, Electrotehnica şi Automatica. Şi aceste unităţi industriale sînt dotate cu utilaje moderne, execută produse de înaltă tehnicitate realizate pe bază de concepţie proprie. Unele dintre acestea sînt realizate pe bază de licenţe sau în cooperare cu firme de renume: aparataj automat de joasă tensiune cu firma Stotz-Kontakt — RFG, milivoltmetre şi logometre indicatoare cu firma Hartman-Braun—RFG etc.

În ultimii ani, alături de modificările cantitative, în industria electronică au avut loc modificări calitative care se traduc în primul rînd prin cota mereu crescîndă a produselor cu destinaţie profesională în volumul total al producţiei industriei electronice. Au fost abordate noi domenii reprezentînd tehnici de vîrf, ca de exemplu fabricaţia de maşini electronice de calcul de birou, de facturat şi contabilizat, calculatoarele electronice numerice; transistoare cu siliciu planar epitaxiale; alte tipuri de aparate electronice pentru telecomunicaţii profesionale etc.

Se prevede în perioda următoare creşterea sortimentului cu peste 2 000 de noi produse; componente electronice de clasă profesională, circuite integrate logice şi liniare, calculatoare electronice, aparatură electronică pentru medicină, pentru cercetări ştiinţifice, echipamente de curenţi purtători, noi tipuri de aparatură de radiocomunicaţii profesionale etc.

O atenţie deosebită se acordă pentru dezvoltarea capacităţilor de cercetare şi proiectare; numărul de salariaţi din acest sector va creşte de 2,2 ori în 1975 faţă de 1970.

Aparatură electronică şi de automatizări se execută în uzine şi fabrici dotate cu utilaje, echipamente şi linii de fabricaţie moderne, ce produc sortimente de înalt nivel tehnic. Aşa se explică de ce exportul de produse a cunoscut în acest domeniu o evoluţie spectaculoasă (tabela 2).

Tabela 2

Evoluţia exportului în mil. lei val. (1960 = 100 %)

1960	1965	1966	1967	1968	1969	1970
100	510	600	760	900	1 460	2 460

La Tîrgul Internaţional Bucureşti vor fi prezentate numeroase produse ale industriei electronice şi de automatizări, de complexitate şi calitate ridicată; competitive pe plan mondial.

Ridicarea nivelului tehnic al producţiei, asimilarea de produse şi tehnologii de fabricaţie la nivel tehnic mondial, permite ca în viitorii ani să se extindă în continuare exportul de produse şi să se ofere la export licenţe de fabricaţie, proiecte tehnologice, linii şi utilaje de fabricaţie.

Matematician D. N. DOBRESCU

Optimizarea circuitelor după criteriul complex siguranţă în funcţionare—cost. Aplicaţie la determinarea schemelor optime de sumatoare

În lucrare se prezintă un procedeu de alegere a unei scheme optime după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost; totodată, în urma unor aplicaţii, se dau indicaţii cu privire la optimizarea modului de alcătuire a schemelor logice realizate cu module NICI care răspund la acest criteriu.

1. Metodă de apreciere a optimului după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost

În [1] s-a prezentat o metodă generală de apreciere a siguranţei în funcţionare a circuitelor logice, care ia în considerare atît defecţiunile esenţiale,* cît şi pe cele neesenţiale,** precum şi caracteristicile probabilistice ale cîmpului informaţiilor de intrare şi ale defecţiunilor circuitelor.

Pe această bază în [2] s-a definit un coeficient de siguranţă în funcţionare $D(L)$**, care este dat de relaţia :

$$D(L) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} \left[1 - \frac{\sum_{k=1}^{r_j} f_{kj}\, n_{kj}}{2^m \sum_{k=1}^{r_j} f_{kj}} \right], \qquad (1)$$

în care s-a notat cu :

- n_{kj} — numărul de defecţiuni esenţiale, care pot apărea în elementul j în cazul apariţiei unei defecţiuni de tip k, din totalul de 2^m defecţiuni posibile;
- m — numărul intrărilor circuitului logic;
- n — numărul de elemente ale circuitului;
- r_j — numărul de defecţiuni posibile ale elementului j;
- f_{kj} — ponderea ataşată defecţiunii de tip k a elementului j.

Pe baza acestui coeficient, în [2] s-a trasat dependenţa dintre costul circuitului L, $C(L)$, şi coeficientul de siguranţă în funcţionare $D(L)$, cu alte cuvinte s-a trasat funcţia $C(L) = f[D(L)]$ (un exemplu este dat în figura 1).

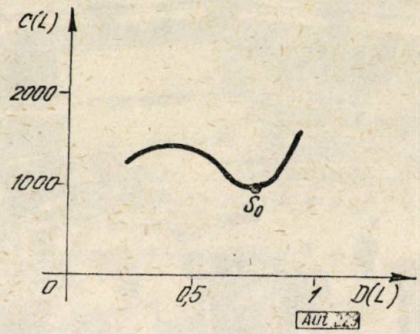
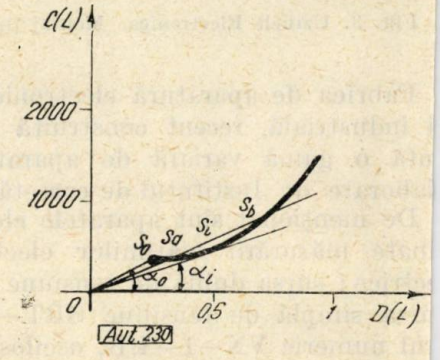


Fig. 1

Drept soluţie optimă, după criteriul siguranţă în funcţionare — cost, în [2] s-a ales soluţia S_0 corespunzătoare minimului funcţiei $C(L) = f[D(L)]$. Se poate întîmpla ca funcţia $C(L) = f[D(L)]$ să aibă forma din figura 2, adică costul minim să corespundă soluţiei

Fig. 2



cu coeficientul de siguranţă în funcţionare cel mai mic dintre soluţiile analizate. În acest caz considerăm inoportună metoda prezentată în [2] şi propunem ca soluţia optimă după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost să se aleagă în modul următor. Fie funcţia $O(S_i)$* :

$$O(S_i) = \frac{D(S_0).C(S_i)}{D(S_i).C(S_0)}, \qquad (2)$$

---

* Fie :

x_i — informaţia de intrare ;
$y(x_i)$ — informaţia de ieşire corespunzătoare funcţionării corecte a circuitului ;
z_{kj} — defecţiunea de tip k a elementului component j ;
$y(x_j, z_{kj})$ — informaţia de ieşire corespunzătoare informaţiei de intrare x_i în prezenţa defecţiunii z_{kj}.

Dacă [7] :

a) $y(x_i, z_{kj}) \neq y(x_i)$, atunci defecţiunea z_{kj} reprezintă, pentru informaţia de intrare x_i, o defecţiune esenţială ;
b) $y(x_i, z_{kj}) = y(x_i)$, atunci defecţiunea z_{kj} reprezintă, pentru informaţia de intrare x_i, o defecţiune neesenţială.

** Coeficientul de siguranţă în funcţionare $D(L)$, dat de relaţia (1), reprezintă media probabilităţilor de funcţionare corectă a circuitului.

* Funcţia $O(S_0)$ reprezintă creşterea de preţ de cost, faţă soluţia S_0, pentru o creştere cu 1 % a coeficientului de siguranţă în funcţionare $D(S)$.

unde S_0 este soluţia ecuaţiilor :

$$C(S_0) = \min_{L \in \varphi} C(L)^* . \; ; \; D(S_0) = \min_{L \in \varphi} D(L).^*$$

Atunci soluţia optimă după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost, în acest caz (fig.2), va fi soluţia S_α ($\alpha \neq 0$) pentru care funcţia $0(S_i)$ ia cea mai mică valoarea dintre soluţiile analizate, adică S_α verifică ecuaţia :

$$0(S_\alpha) = \min_{\substack{S_i \in \varphi \\ i \neq 0}} 0(S_i)^{**}. \qquad (3)$$

2. Determinarea schemelor optime de sumatoare după criteriul coeficientului de siguranţă în funcţionare $D(L)$

Fie un sumator care realizează funcţiile logice :

$$s_k = a_k \oplus b_k \oplus t_k ; \qquad (5)$$

$$t_{k+1} = a_k b_k + a_k t_k + b_k t_k. \qquad (6)$$

Pe baza relaţiilor (5) şi (6) s-au construit diferite variante de sumatoare, după cum urmează :

— soluţia S_1 (fig. 3) [3];
— soluţia S_2 (fig. 4) [4];

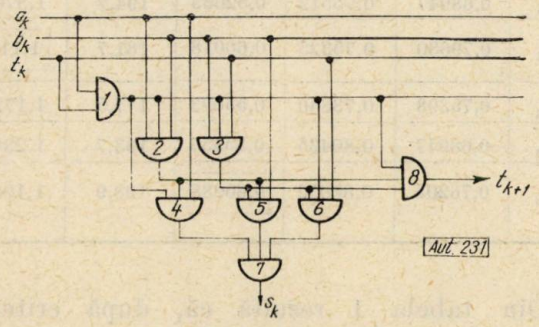


Fig. 3

— soluţia S_3 (fig. 5) ;
— soluţia S_4 (fig. 6) [5];
— soluţia S_5 (fig. 7) [3];
— soluţia S_6 (fig. 8) ;

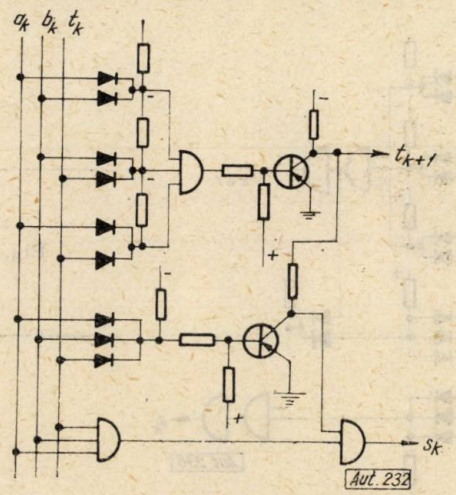


Fig. 4

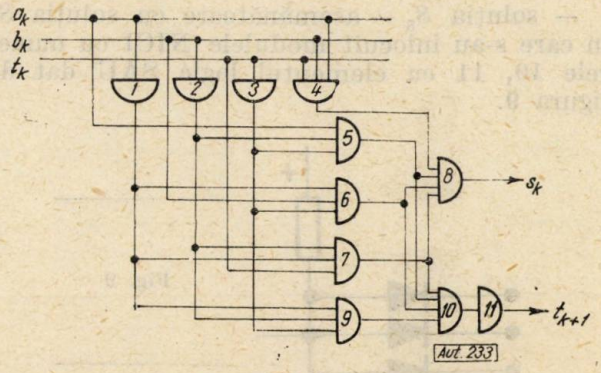


Fig. 5

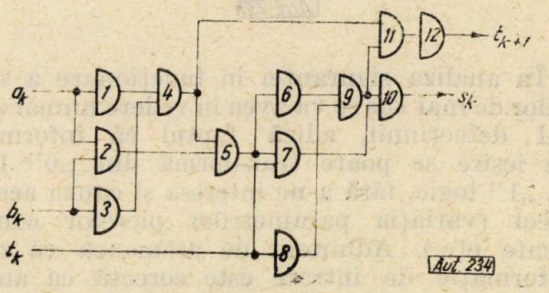


Fig. 6

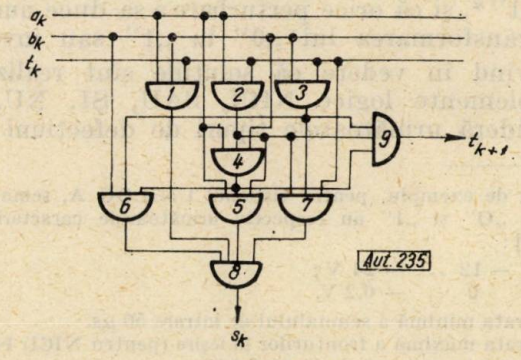


Fig. 7

φ — mulţimea soluţiilor analizate.

*După o observaţie a ing. C. Bâcă, funcţia $O(S_i)$ se poate scrie :

$$O(S_i) = \frac{\text{tg}\alpha_i}{\text{tg}\alpha_0} = k \text{ tg } \alpha_i \text{ (fig. 2).}$$

Deci, grafic, minimul funcţiei $O(S_i)$ pentru $S_i \in \varphi$ ($i \neq 0$) evine la determinarea unghiului minim α_i format de raza ectoare OS_i cu direcţia pozitivă a axei $D(L)$.

După o observaţie a dr. ing. E. Deatcu, se poate întîmpla (fig. 2) ca :

$$O(S_a) = O(S_b) = \min_{\substack{S_i \in \varphi \\ i \neq 0}} O(S_i). \qquad (4)$$

În acest caz, drept soluţie optimă după criteriul complex guranţă în funcţionare — cost se alege acea soluţie, dintre luţiile care verifică relaţia (4), pentru care costul este minim, lică soluţia $S\alpha$ pentru care :

$$C(S_\alpha) = \min [C(S_a), C(S_b)]$$

În exemplul din figura 2, se alege ca soluţie optimă, după est criteriu, soluţia S_a.

— soluţia S_7 asemănătoare cu soluţia S_4, în care s-au înlocuit modulele NICI cu numerele 11, 12 cu elementul logic SAU dat de figura 9;

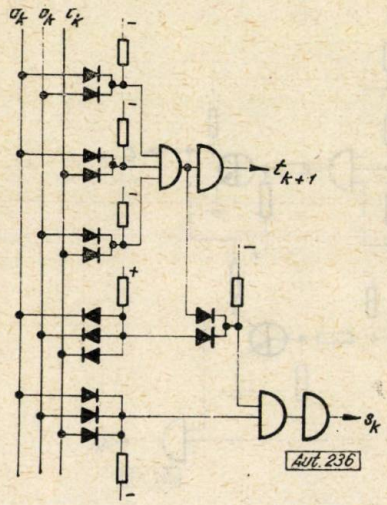


Fig. 8

— soluţia S_8 — asemănătoare cu soluţia S_3 în care s-au înlocuit modulele NICI cu numerele 10, 11 cu elementul logic SAU dat de figura 9.

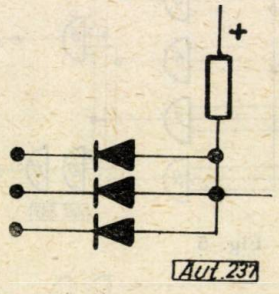


Fig. 9

În analiza siguranţei în funcţionare a soluţiilor de mai sus se va avea în vedere numai efectul defecţiunii, adică faptul că informaţia de ieşire se poate transforma din „0" logic în „1" logic, fără a ne interesa şi cauza acestui efect (variaţia parametrilor pieselor componente etc.). Admitem de asemenea că orice informaţie de intrare este corectă ca amplitudine, fronturi, adică este totdeauna fie „0", fie „1"*, şi că orice perturbare a sa duce numai la transformarea lui „0" în „1" sau invers.

Avînd în vedere că soluţiile sînt realizate cu elemente logice NICI, SAU, ŞI, NU, se consideră următoarele tipuri de defecţiuni ale căror ponderi sînt specificate în paranteză, pe baza rezultatelor referitoare la intensitatea defecţiunilor indicate în [7], [9]: întrerupere emitor transistor (2); întrerupere bază transistor (1); întrerupere colector transistor (2); scurtcircuit emitor-bază transistor (1); scurtcircuit emitor-colector transistor (20); scurtcircuit bază-colector transistor (4); întrerupere rezistenţă (2); întrerupere diodă (6); precum şi următoarele costuri (specificate în paranteză) pentru piesele componente [4]: transistor (7,6 lei), diodă (3,4 lei), rezistenţă (0,6 lei), placă (250 + 79 lei), sertar (300 lei).

Calculînd coeficientul $D(S_i)$ $(i=1, \ldots, 8)$, pentru fiecare soluţie, cu ajutorul programului automat PACSIFC1C prezentat în [1] (sau manual cu ajutorul relaţiei (1)), s-au obţinut rezultatele înscrise în tabela 1.

Tabela 1

Soluţia	$D(s_k)$	$D(t_{k+1})$	$D(S_i)$	$C(S_i)$	$O(S_i)$
S_1	0,75508	0,75395	0,56929	177,1	1,144
S_2	0,70250	0,73500	0,51633	140,4	1
S_3	0,76205	0,72784	0,55465	199,9	1,3254
S_4	0,68947	0,75512	0,52063	194,7	1,3752
S_5	0,79680	0,75325	0,60018	181,7	1,1133
S_6	0,75398	0,73840	0,55673	177,5	1,1725
S_7	0,68947	0,80435	0,55457	193,7	1,2844
S_8	0,76205	0,80032	0,60988	198,9	1,1993

Din tabela 1 rezultă că, după criteriu $D(L)$, soluţia S_8 se prezintă optimă: de asemenea, faptul că soluţia S_2 prezintă cel mai mic coeficient de siguranţă în funcţionare precum şi cel mai mic cost $C(L)$*, fiind optim după criteriul prezentat în [2].

De semnalat că soluţia S_4 oferă un exemplu pentru afirmaţia: „din elemente foarte sigure nu se obţin sisteme foarte sigure în funcţionare". Adică, cu toate că în [5] s-a demonstrat că modulele 1 — 5, respectiv 6 — 10 din soluţia S_4 formează circuite SAU-EXCLUSIV cu siguranţă mărită în funcţionare prin combinarea lor se obţine, după cum se vede din tabela 1, funcţia s_k cu coeficientul de siguranţă în funcţionare $D(L)$ cel mai mi

* Aşa de exemplu, pentru sistemul UNILOG A, semnalele logice „0" şi „1" au respectiv următoarele caracteristici [12]:

„1" — 12 ... — 24 V;
„0" 0 ... — 0,2 V.

Durata minimă a semnalului de intrare 50 μs.
Durata maximă a fronturilor la ieşire (pentru NICI) 14 μs.
Frecvenţa maximă de lucru 5 kHz.

* La calculul costurilor s-a adăugat pentru toate soluţii (exceptînd soluţia S_2) 1/4 din costul plăcii şi 1/64 din costul sertarului, iar pentru soluţia S_2, 1/6 din costul plăcii şi 1/ din costul sertarului, deoarece s-a avut în vedere că pe placă se montează patru (respectiv) şase sumatoare.

3. Determinarea schemelor optime de sumatoare după criteriul complex de siguranţă în funcţionare — cost O (S)

Pe baza relaţiei (2), calculînd:

$$O(S_i) = \frac{D(S_2).C(S_i)}{D(S_i).C(S_2)},$$

deoarece:

$$C(S_2) = \min_{S_i \in \varphi} C(S_i); \; D(S_2) = \min_{S_i \in \varphi} D(S_i),$$

se obţin rezultatele ce au fost înscrise în ultima coloană a tabelei 1.

Deoarece, din ultima coloană a tabelei 1:

$$O(S_5) = \min_{\substack{S_i \in \varphi \\ i \neq 2}} O(S_i),$$

rezultă că, conform criteriului $O(S)$ prezentat în paragraful 1, soluţia S_5 este optimă.

4. Concluzii şi recomandări

1. Din analiza tabelei 1 rezultă:
— după criteriul cost, soluţia S_2 este optimă;
— după criteriul de siguranţă în funcţionare D(L), soluţia S_8 este optimă, iar soluţia S_2 cea mai rea;
— după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost $O(S)$, soluţia S_5 este optimă.

2. Se recomandă spre utilizare soluţia S_5 care, faţă de soluţia S_2 [4], prezintă o creştere de siguranţă în funcţionare de 16% şi se realizează la un cost cu 29% mai ridicat decît soluţia prezentată în [4] (acesta din urmă creşte datorită faptului că în cazul soluţiei S_2 pot fi montate pe placă şase sumatoare faţă de patru sumatoare ca în cazul soluţiei S_5).

Cu succes poate fi utilizată şi soluţia S_1 care, faţă de soluţia S_2, prezintă o creştere de siguranţă în funcţionare de 10% şi se realizează la un cost cu 26% mai ridicat decît soluţia prezentată în [4] (datorită aceloraşi cauze ca în aliniatul precedent).

3. Din exemplul prezentat, precum şi din alte exemple prezentate în [10], reiese că o cale spre obţinerea unor circuite optime după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost $O(S)$ este următoarea:
— pe baza diagramei Veitch se realizează sinteza circuitului prin gruparea zonelor de „1";
— cu ajutorul uneia dintre metodele de simplificare prezentate în [11] (de preferat metoda Quine) se reduce funcţia booleană sintetizată la forma canonică disjunctivă;
— cu ajutorul identităţilor*:

$$A_1 + A_1A_2 = A_1;$$
$$A_1 + \bar{A}_1 + A_2 = A_1 + A_2;$$
$$A_1(A_1 + A_2) = A_1;$$
$$A_1 + A_2A_3 = (A_1 + A_2)(A_1 + A_3),$$

se scrie forma canonică disjunctivă ca un produs de paranteze de forma ΣA_i (unde aici prin A_i se înţelege fie A_i, fie $\bar{A}_i$);
— scrisă astfel, funcţia booleană se poate reprezenta cu un număr minim de module NICI şi poate prezenta o siguranţă mărită în funcţionare.

Bibliografie

[1] Deatcu, E., Dobrescu, D. *Computer analysis tehniques for reliability checking of automation circuits.* Proceedings of JUREMA, Zagreb 1969, vol. 2, p. 135—148.

[2] Dobrescu, D. *Circuite proiectate după criteriul siguranţei în funcţionare — cost pentru o instalaţie de comandă pentru ascensoare.* In: Automatica şi Electronica, **13**, nr. 6 1969 p. 260—264.

[3] Zissos, D., Copperwhite, W. G. *Further developments in the design of minimal NOR (and NAND) combinational switching circuits for N-variables.* In: Electronic Engineering, **38**, nr. 461, iul 1966, p. 436—442.

[4] Studiu IPA B36 (1968).

[5] Dobrescu, D. *Asupra mărimii siguranţei în funcţionare a circuitelor SAU-EXCLUSIV, realizate cu elemente logice.* In: Automatica şi Electronica, **11**, nr. 3. 1967, p. 112—115.

[6] Vavilov, E. N., Portnoi, G. P. *Sintez shem elektronnih ţifrovih maşin. Moscova,* Radio, 1963.

[7] Domaniţkii, M. S., Pranghişvili, V. T. *Nadejnie logiceskie elementi i vihodnie usiliteli s izbitocinoi strukturoi,* In: Avtomatika i telemehanika, **25**, nr. 4, 1964, p. 555—561.

[8] Domaniţkii, M. S. *Rasciot nadejnosti logiceskih elementov i odnotaknih upravlenia.* In: Avtomatika, i telemehanika **26**, nr. 5, 1965, p. 898—905.

[9] Volpin, A. G. *Rasciot nadejnosti radioperedatcika.* Moscova, Sviazi, 1968.

[10] Deatcu, E., Dobrescu, D. *Contribuţii la studiul siguranţei în funcţionare a circuitelor de comutaţie utilizate în automatizări.* Comunicare prezentată la sesiunea Institutului politehnic Timişoara, mai 1967.

[11] Moisil, Gr. *Teoria algebrică a schemelor cu contacte şi relee.* Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[12] FEA, IPA, UNILOG tip A. *Sistem de computaţie statică industrială,* ed. 2-a, oct 1968.

* Aici prin A_i ($i = 1, 2, 3$) se înţeleg elemente din mulţimea elementelor binare. Pentru demonstraţia acestor identităţi v. [3].

Ing. ANIBAL ZAHARESCU şi ing. ŞTEFAN HARTULAR

O metodă de realizare a reacţiei globale de curent în amplificatoarele cu etaj final în clasă B, acţionînd un detector sensibil la fază.

1. În aparatele de măsură electronice avînd la ieşire un indicator de curent, pentru realizarea unei stabilizări a indicaţiei şi asigurarea unei stricte proporţionalităţi a acesteia cu mărimea de intrare este indicată o reacţie de curent. În acest fel este redusă variaţia indicaţiei aparatului, atît în raport cu variaţia parametrilor amplificatorului, cît şi cu aceea a rezistenţei indicatorului (instrument, vibrator magnetic, înregistrator) provocată de factori externi, cum este temperatura. De asemenea în cazul în care se face uz, pentru diferite măsuri, după necesităţi, de diferite indicatoare de ieşire, curentul debitat de aparat nu va fi influenţat, în anumite limite, de diferenţele dintre rezistenţele prezentate de acestea, fapt din care rezultă anumite avantaje pentru efectuarea măsurărilor.

Probleme de felul celor de mai sus se pun, de exemplu, pentru aparatura destinată măsurării mărimilor neelectrice şi supusă unor condiţii climatice foarte diverse şi care, în majoritatea cazurilor, este proiectată să lucreze cu mai multe tipuri de înregistratoare.

2. Foarte frecvent, curentul necesar indicatorului de ieşire este rezultatul detecţiei unui semnal sinusoidal a cărui amplitudine depinde liniar de mărimea de măsurat, iar etajul final care acţionează detectorul lucrează în clasă B.

În cazul unor circuite de detecţie, cum este cel cu punte Graetz din figura 1, realizarea unei reacţii de curent nu pune probleme deosebite. Rezistenţa de reacţie R_r, conectată în serie cu puntea elementelor detectoare, este parcursă de un curent alternativ, datorită simetriei caracteristicii curent--tensiune a punţii în ansamblu. Tensiunea de reacţie rezultată (proporţională cu curentul prin sarcină) este de asemenea alternativă şi poate fi comparată cu semnalul din etajele anterioare ale amplificatorului.

În unele aparate de măsură este necesar să se obţină la ieşire o indicaţie dependentă nu numai de amplitudinea sau valoarea medie a semnalului ci şi de faza acestuia.

Pentru schemele de detecţie sensibilă la fază cel mai curent utilizate (din considerente legate de parametrii lor funcţionali) nu a fost găsită o posibilitate acceptabilă de ob-

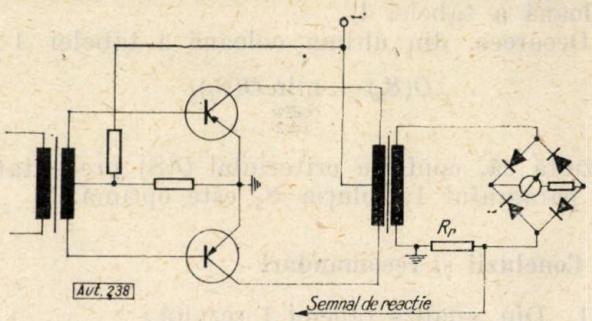


Fig. 1

ţinere a unui semnal de reacţie alternativ, proporţional cu curentul mediu prin sarcină, direct din circuitul de detecţie. Utilizarea unui etaj final în clasă B, necesar din condiţii de randament, nu permite de asemenea realizarea cu mijloace simple a unei reacţii de curent în circuitul primar, aşa cum rezultă din figura 2 în care, pentru exemplificare, etajul clasă B lucrează cu un detector sensibil la fază, în inel* [1].

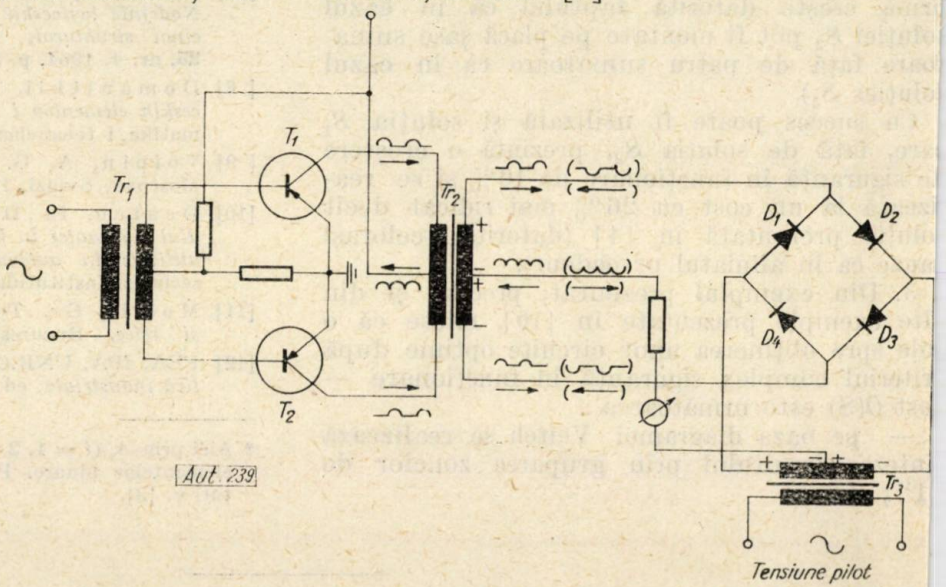


Fig. 2

* Observaţiile de mai jos sînt valabile şi pentru unele scheme, frecvent utilizate, de detectoare sensibile la fază cu transistoare.

Pe figură sînt indicate sensurile şi forma curenţilor în diferite puncte ale circuitului detectorului pentru relaţia de fază dintre semnal şi pilot corespunzînd sensurilor indicate la înfăşurări, cum şi pentru un semnal defazat cu 180° faţă de această situaţie (în paranteze). Sînt indicate de asemenea sensurile şi forma curenţilor în circuitele etajului clasă B.

Figura 2 confirmă cele expuse mai sus. Prin utilizarea unei înfăşurări a transformato-

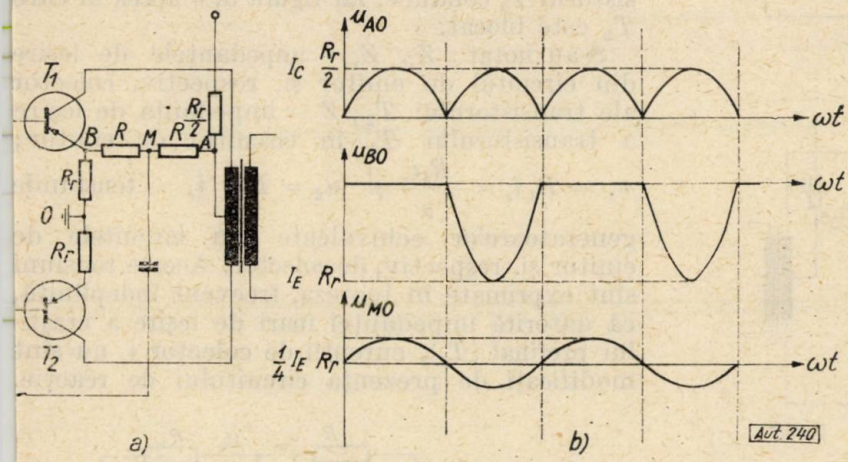


Fig. 3

ului de ieşire Tr_2 s-ar obţine o reacţie de ensiune.

O posibilitate de realizare a reacţiei de urent globale este utilizarea unui transforma-or separat, cu primarul (avînd priză mediană) ntercalat între emitoarele transistoarelor T_1 T_2. Utilizarea unui transformator suplimentar este însă deseori neindicată din cauza efazajelor pe care le poate introduce şi a reşterii pericolului de autooscilaţie.

O a doua posibilitate ar fi compunerea semalului de reacţie în curent prin culegerea două tensiuni pulsatorii, decalate în timp e pe două rezistenţe intercalate între emitoale transistoarelor T_1 şi T_2 şi masă, şi aplicaea lor pe bază şi emitorul unuia dintre etale anterioare ale lanţului de amplificare. simetria încărcării pentru reţeaua de reacţie, rezentată de acest etaj, precum şi condiţioarea compunerii corecte a semnalului de acţie de stabilitatea parametrilor etajului spectiv, pot face inoportună, în anumite zuri, aplicarea acestei soluţii.

3. Cu observaţiile de mai sus ca punct de ecare, a fost elaborată o metodă de obţinere unui semnal de reacţie alternativ proporonal cu diferenţa curenţilor celor două transtoare T_1 şi T_2. Schema din figura 3 a, diagramele tensiunilor din diferite puncte e acesteia în raport cu masa (fig. 3,b) ilusează această metodă.

Considerînd $i_e \cong i_c$ şi $R \gg R_r$ şi notînd tensiunile măsurate în punctele A, B şi M faţă de masă cu u_{AO}, u_{BO} şi u_{MO}, rezultă pentru tensiunea u_{MO} în gol:

$$u_{MO} = \frac{u_{AO} + u_{BO}}{2},$$

$$u_{MO} \cong \frac{1}{4} R_r I_C \sin \omega t, \qquad 0 < \omega t < \pi;$$

$$u_{MO} \cong \frac{-\frac{1}{2} R_r I_C \sin\omega t + R_r I_C \sin\omega t}{2} =$$

$$= \frac{1}{4} R_r I_C \sin \omega t, \quad \pi < \omega t < 2\pi;$$

deci:

$$u_{MO} = \frac{1}{4} R_r I_C \sin \omega t.$$

Realizînd în continuu un semnal proporţional cu diferenţa curenţilor, schema funcţionează corect şi pentru un regim clasă AB care ar introduce distorsiuni în lipsa reacţiei. Semnalul alternativ, proporţional cu diferenţa curenţilor, se abate în acest caz de la o sinusoidă conţinînd o componentă de eroare care reface prin reacţie forma corectă a curentului la ieşire. În clasă A, $u_{AO} \equiv 0$, $u_{BO} = R_r I_C \sin \omega t$ şi semnalul de reacţie este de asemenea corect, dar utilizarea schemei din figura 3 a, îşi va pierde sensul.

În figura 4 sînt prezentate cîteva scheme realizate pe acelaşi principiu, reprezentînd de fapt variante ale celei din figura 3,a.

Schema din figura 4,a reprezintă o variantă simetrică a celei din figura 3,a şi poate fi utilizată pentru a aplica în schemă un semnal de reacţie simetric faţă de masă sau două semnale de reacţie în antifază în puncte diferite ale amplificatorului.

În această schemă se evită asimetrizarea regimului de curent continuu al etajului final.

În figura 4, b tensiunile componente ale semnalului de reacţie, obţinute din circuitul emitorului şi al colectorului, îşi schimbă rolurile între ele. În cazul acestei scheme, prezenţa rezistenţelor de însumare R modifică în aceeaşi măsură u_{BE} pentru ambele transistoare şi deci, practic, nu se introduce nici o asimetrizare a punctelor de funcţionare ale acestora.

În schema din figura 4,c se utilizează pentru reacţie chiar rezistenţele r_L ale celor două jumătăţi ale înfăşurării primare. Cu ajutorul rezistenţelor R_0 se creează o punte, pe diagonala MN a căreia (şi deci între M şi masă) nu apare decît semisuma căderilor rezistive $u_{rL} = r_L i_C$

provocate de curenţii celor două transistoare. Această tensiune are forma tensiunii u_{AO} din figura 3,*b*. Semnalul de reacţie se obţine mai

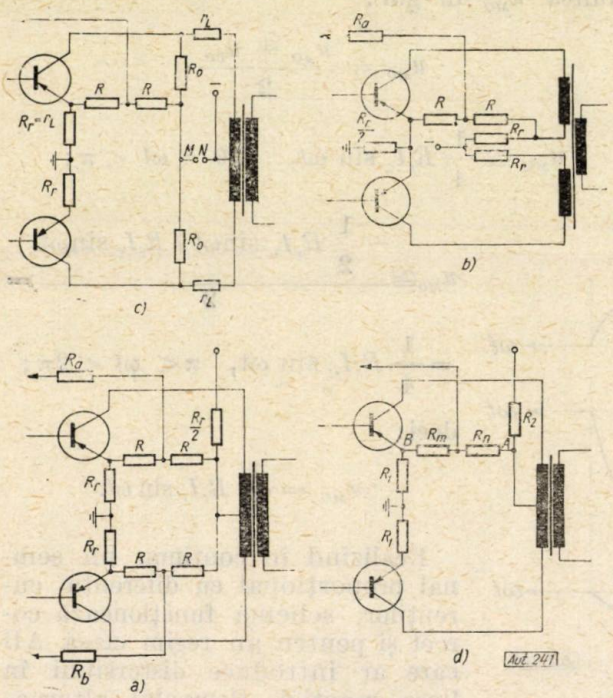


Fig. 4

departe ca şi în cazurile precedente. În ipoteza $R_0 \gg R_L$; $R \gg R_0$, trebuie îndeplinită condiţia $R_r = r_L$.

Schema are avantajul că nu se provoacă, în circuitul de alimentare, căderi de tensiune suplimentare, dar poate prezenta dificultăţi de reglaj datorită eventualelor inegalităţi ale rezistenţelor şi inductanţelor celor două părţi ale înfăşurării primare a transformatorului; de asemenea, neechilibrarea corectă pe diagonala *MN* poate duce la autooscilaţie. Din aceste motive, valoarea ei practică este foarte redusă.

Elementele circuitelor din figurile 3,*a* şi 4, *a*,*b*,*c*, au fost alese astfel încît principiul de funcţionare să rezulte evident. În funcţie de condiţiile concrete se poate renunţa la simetria valorilor şi la alte restricţii impuse. Astfel, în funcţie de valorile R_1 şi R_2 date (fig. 4,*d*). de gradul de reacţie necesar şi de sarcina care apare între M şi masă, se pot calcula rezistenţele R_m şi R_n necesare însumării corecte.

4. În cele ce urmează este prezentat un calcul al circuitului de reacţie pentru o schemă de tipul celei din figura 3, *a*. Sînt analizate erorile posibile şi deduse condiţiile necesare pentru elementele schemei, astfel încît să se obţină un semnal corect la ieşire.

Cauzele care pot duce la erori sînt:

— instabilitatea rezistenţelor din circuitul de reacţie, care produce variaţia cu temperatura a factorului de reacţie;

— toleranţele rezistenţelor de semnal şi însumare, care duc la obţinerea unui semnal de reacţie distorsionat;

— asimetria generatorului semnalului de reacţie şi deci a factorului de reacţie pentru cele două alternanţe, aşa cum se observă în circuitul echivalent (fig. 5) al schemei din figura 7.

În cele ce urmează se efectuează un calcul al acestei asimetrii şi al elementelor circuitului de reacţie, în vederea reducerii acesteia.

Figura 5, *a* reprezintă situaţia în care transistorul T_2 conduce, iar figura 5, *b* aceea în care T_2 este blocat.

S-au notat: Z_e, Z_c — impedanţele de ieşire din circuitul de emitor şi, respectiv, colector ale transistorului T_2; Z — impedanţa de ieşire a transistorului T_1 în circuitul de emitor; $u_1 = R_1 i_e = \frac{R_1 i_c}{\alpha}$ şi $u_2 = R_2 \quad i_c$ — tensiunile generatoarelor echivalente din circuitele de emitor şi, respectiv, de colector. Aceste tensiuni sînt exprimate în ipoteza, frecvent îndeplinită, că datorită impedanţei mari de ieşire a etajului prefinal (T_1), curenţii de colector i_c nu sînt modificaţi de prezenţa circuitului de reacţie.

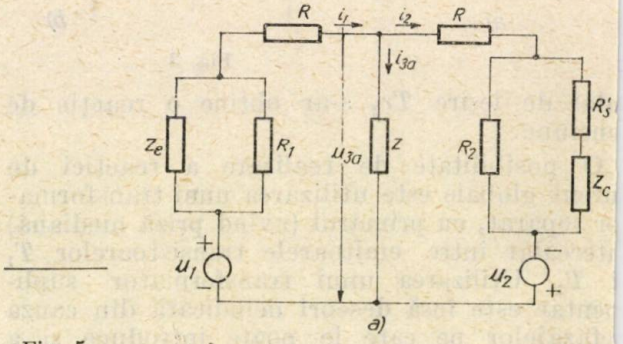
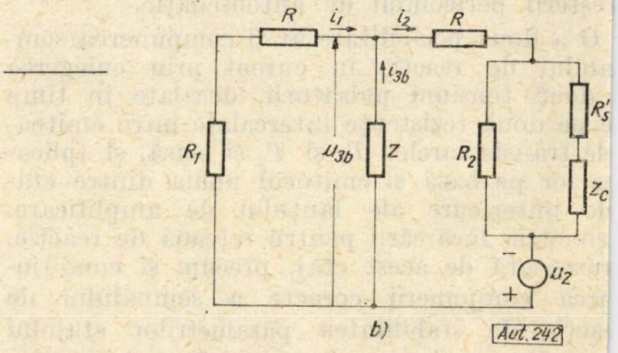


Fig. 5



Din figura 5, *a*, notînd $\frac{Z_{e1} R_1}{T_{e2} + R_1} = KR_1$ şi c aproximaţia $\frac{(R_1 + Z_c)R_2}{R_1 + Z_c + R_2} \cong R_2$, rezultă:

$$i_{3a} = \frac{\left(\frac{R_1}{\alpha} - \frac{KR_1 + R}{R_2 + R} R_2\right) i_c}{\left(1 + \frac{KR_1 + R}{R_2 + R}\right) Z + KR_1 R}.$$

Din figura 5, *b*, cu aceleaşi notaţii rezultă :

$$i_{3b} = \frac{R_2\, i_e}{\left(1 + \frac{T + R_2}{R + R_1}\right) Z + R_2 + R}.$$

Pentru determinarea asimetriei curenţilor i_{3a} şi i_{3b} sau a tensiunilor u_{3a} şi u_{3b}, în ipoteza $R_1 = 2R_2$, se consideră două cazuri particulare :

a) $Z \ll R$, situaţie care apare la aplicarea semnalului de reacţie în circuitul de emitor al unui transistor, aşa cum s-a procedat în schema din figura 7, pentru care se poate considera $Z \cong 0$.

În acest caz asimetria semnalului de reacţie este dată de raportul :

$$\frac{i_{3a}}{i_{3b}} = \frac{\frac{R_1}{\alpha}(R_1 + 2R) - R_1\,(KR_1 + R)}{(KR_1 + R)\;\;(R_1 + 2R)} \cdot$$

$$\cdot \frac{R_1 + 2R}{R_1} = \frac{\left(\frac{2}{\alpha} - 1\right) R + \left(\frac{1}{\alpha} - K\right) R_1}{KR_1 + R}.$$

Se observă că asimetria este minimă atunci cînd R are valori foarte mari :

$$\lim_{R \to \infty} \frac{i_{3a}}{i_{3b}} = \left(\frac{2}{\alpha} - 1\right) \cong 1 \cdot$$

b) $Z \gg R$, situaţie care poate apărea atunci cînd semnalul de reacţie se aplică la intrarea unui etaj cu impedanţă de intrare foarte mare.

Asimetria semnalului de reacţie este :

$$\frac{u_{3a}}{u_{3b}} = \frac{\frac{R_1}{\alpha} - \frac{(KR_1 + R)\left(\frac{R_1}{\alpha} + R_2\right)}{KR_1 + R_2 + 2R}}{\frac{(R + R_1)\, R_2}{R_2 + R_1 + 2R_2}}.$$

Dacă $R_1 = 2R_2$:

$$\frac{u_{3a}}{u_{3v}} = \frac{\left[\frac{1}{\alpha}(2KR_1 + 4R + R_1) - \left(\frac{2}{\alpha} + 1\right)(KR_1 + R)\right](4R + 3R_1)}{(2KR_1 + 4R + R_1)\,(R + R_1)}.$$

Şi în acest caz asimetria este mică pentru valori foarte mari ale lui R şi are la limită aceeaşi valoare :

$$\lim_{R \to \infty} \frac{u_{3a}}{u_{3b}} = \frac{2}{\alpha} - 1 \cong 1 \cdot$$

Totuşi obţinerea unei asimetrii reduse prin creşterea lui R nu este o soluţie practică deoarece ar duce la micşorarea, uneori inacceptabilă, a semnalului de reacţie. De asemenea, chiar pentru valori foarte mari ale lui R persistă o mică asimetrie, produsă de diferenţa dintre curentul de colector şi curentul de emitor.

Soluţia problemei este desimetrizarea rezistenţelor de reacţie R_1 şi R_2 sau a rezistenţelor de însumare R.

Pentru prima metodă, fie R_1 valoarea rezistenţei din emitor, aleasă din condiţia unui semnal de reacţie suficient sau a unei stabilizări a regimului etajului final, iar R — valoarea rezistenţei de însumare, aleasă astfel încît să nu producă o modificare apreciabilă a tensiunii continue din emitor. Se va calcula R_2 în cele două cazuri particulare expuse mai sus, astfel ca semnalul de reacţie să fie perfect simetric,

a) În cazul $Z \ll R$, punînd condiţia $i_{3a} = i_{3b}$ rezultă :

$$R_2 = \frac{\frac{RR_1}{\alpha}}{2R + 2KR_1 - \frac{R_1}{\alpha}}.$$

b) În cazul $Z \ll R$, din condiţia $u_{3a} = u_{3b}$ rezultă ecuaţia :

$$\left[R_1\left(\frac{1}{a} - K - 1\right) - 2R\right] R_2^2 + \left[R_1^2\left(\frac{1}{\alpha} - 2K\right) + 3RR_1\left(\frac{1}{\alpha} - K - 1\right) - 4R^2\right] R_2 + \frac{RR_1}{\alpha}(R_1 + 2R) = 0 \cdot$$

Soluţia pozitivă obţinută după înlocuirea valorilor numerice reprezintă valoarea rezistenţei căutate.

Pentru o schemă de tipul celei din figura 7, dacă $R = 1\,500\ \Omega$, $R_1 = 50\Omega$, $\alpha = 0{,}975$, $K = 0{,}8$, rezultă : cazul 1 — $R_2 = 25{,}4\ \Omega$; cazul 2 — $R_2 = 28{,}3\ \Omega$.

Pentru cea de a doua metodă a înlăturării asimetriei, fie R_m şi R_n cele două rezistenţe de însumare. Considerînd cazul particular $Z = 0$, condiţia ca $i_{3a} = i_{3b}$ este :

$$R_m = R_1\left(\frac{1}{2\alpha} - K\right) + \frac{R_n}{\alpha}.$$

O cale experimentală simplă de simetrizare a semnalului de reacţie este arătată în figura 6, şi constă în reglarea potenţiometrului P pentru a obţine un factor de distorsiuni minim al semnalului pe sarcina R_s.

5. Performanţele acestui sistem de reacţie negativă în curent au fost verificate într-un amplificator care conţine circuitul din figura 7.

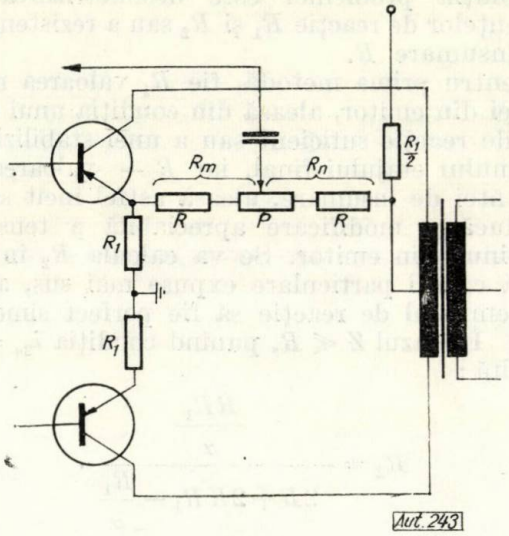


Fig. 6

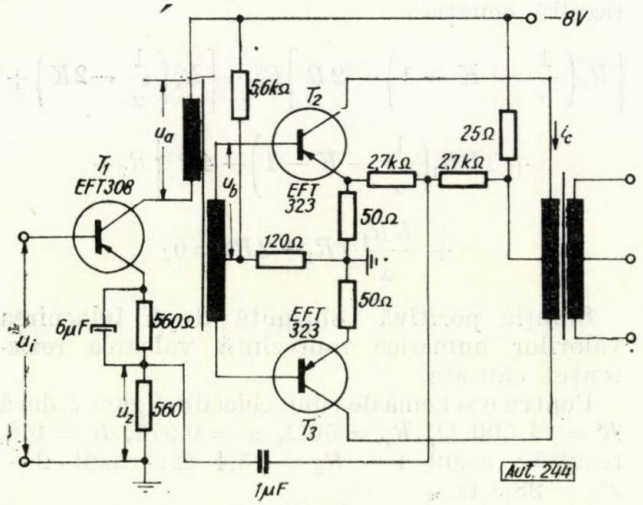


Fig. 7

În acest circuit, ţinîndu-se seamă de calculele numerice anterioare, s-a luat $R_1 = 2R_2$. Panta circuitului din figură poate fi calculată cu relaţia :

$$S = \frac{i_c}{u_i} = \frac{nAS_c}{1 - nA_e S_c \beta},$$

unde s-a notat :

β — factorul de transfer al circuitului de reacţie

$$\beta = \frac{u_z}{i_c} = \frac{i_3 Z}{i_c} = \frac{R_1 Z\ (R + R_1)}{(4R+3R_1)Z+(R_1+2R)(R+R_1)}$$

A şi A_e — amplificările în tensiune ale etajului T_1 pentru semnalul aplicat în bază şi, respectiv, în emitor :

$$A = \frac{u_a}{u_i}; \quad A_e = \frac{u_a}{u_z};$$

S_c — panta etajului format din T_2 şi T_3 :

$$S_c = \frac{i_c}{u_b};$$

$$n = \frac{u_b}{u_a}.$$

Pentru schema din figura 7, folosind formule simplificate, s-a obţinut : $A = 87$; A_e 1260 ;

$$S_c = -13 \frac{mA}{V}; \; n \frac{1}{4};$$

$$\beta = 0{,}26\ \Omega.$$

$$S = \frac{\frac{1}{4} 87.13.10^{-3}}{1 + \frac{1}{4} 1260.13.10^{-3}.0{,}26} = 138 \frac{mA}{V}.$$

S-au efectuat măsurări asupra amplificatorului menţionat care conţine, în afara circuitului din figura 7, un al doilea circuit de acelaşi tip incluzîndu-l pe primul în bucla sa de reacţie.

Performanţele acestui amplificator sînt următoarele :

— amplificarea fără reacţie $A_e = 16200$;

— amplificarea cu reacţie $A = 775$;

— neliniaritatea caracteristicii $i_e = f(u_i)$: 0,15 % ;

— impedanţa de ieşire dintre colectoarele transistoarelor din etajul final $Z_{cc} = 350$ kΩ ;

— variaţia amplificării la o variaţie a temperaturii în limitele 20°C — 45°C nu a depăşit 0,3 %.

6. Din cele de mai sus se desprind următoarele concluzii :

— cu ajutorul schemelor propuse se poate realiza fără dificultăţi o reacţie negativă globală de curent în cazul unor etaje de ieşire în clasă B sau AB, acţionînd detectoare sensibile la fază ;

— posibilităţile de autooscilaţie sînt mai reduse decît în cazul utilizării pentru reacţie a unui transformator separat ;

— erorile posibile din semnalul de reacţie pot fi uşor reduse în limitele impuse.

Bibliografie

[1] Nicolau, Th., Iakab, I. ş.a. *Măsurări electronice în industrie*, Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[2] *Circuite cu transistoare în industrie*, vol. I, Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[3] Zahareascu, A., Procopovici, E. *Analiza şi calculul detectorului în inel folosit în amplificatoare tensometrici*. In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 211—214.

Conf. ing. R. STERE, ing. N. CUPCEA şi ing. I. MIHUŢ

Tahistoscop şi reactometru electronic pentru studii de psihologie

În domeniul psihologiei limbajului, una dintre metodele de experimentare frecvent folosită constă în expunerea subiectului la un stimul vizual (imagine sau cuvînt scris), pentru un timp scurt şi bine determinat, sau la un stimul auditiv (cuvînt rostit) şi în determinarea fie a duratei minime de expunere care permite subiectului recunoaşterea stimulului, fie a intervalului de timp de la momentul începerii stimulului după care se produce reacţia motorie (de exemplu, apăsarea unui buton) sau verbală (rostirea unui răspuns) a subiectului.

Denumirea „tahistoscop" provine din reunirea a două cuvinte greceşti : tahisto — superlativul cuvîntului „tahi" care înseamnă repede şi scopein — care înseamnă a arăta.

În cadrul unei lucrări efectuate pentru Institutul de psihologie al Academiei R. S. România în vederea dotării laboratorului de psihologie a limbajului, în conformitate cu tema şi performanţele propuse de institut, autorii au realizat tahistoscopul şi reactometrul electronic care fac obiectul lucrării de faţă.

Aparatul realizat constă, în mare, în două părţi, mecanic distincte dar electric interconectate :

— partea de comandă şi măsurare, care este situată în camera cercetătorului (experimentatorului) ;

— partea de prezentare a stimulului şi de culegere a reacţiei subiectului supus experienţei, plasată în faţa subiectului, într-o cabină izolată acustic şi vizual.

Ca *tahistoscop*, aparatul permite, iluminarea uniformă, prin transparenţă, a unei imagini-stimul de 100 × 150 mm, pe o durată de timp riguros predeterminată.

Imaginile-stimul sînt desenate pe un sul de calc, care se poate desfăşura între două tambure acţionate cu motoare electrice. Cercetătorul poate alege şi schimba de la distanţă, prin telecomandă, stimulul dorit dintr-un şir de 100 de stimuli desenaţi pe sulul de calc.

Stimulul ales se poziţionează corect în mod automat, cu ajutorul unui sistem de indexare fotoelectric, în dreptul unei ferestre. O dată poziţionat, stimulul poate fi iluminat prin transparenţă, cu ajutorul a trei tuburi fluorescente montate, plasate în spatele sulului de calc. Iluminarea stimulului se face pe durata unui timp care poate fi stabilită de experimentator prealabil, pe unitatea de comandă între 1 ms şi 1 s în trepte de cîte 1 ms, cu o precizie de 0,25 ms $\pm 10^{-4}$, sau între 10 ms şi 10 s în trepte de cîte 10 ms, cu aceeaşi precizie, sau neunitat superior în timp.

Ataşată tahistoscopului este o placă cu cinci butoane dintre care numai unul activ, ales de cercetător, pe care subiectul poate apăsa pentru a se constata reacţia sa motorie.

Tot în cabina subiectului este plasat un difuzor, prin care i se fac comunicări de către cercetător sau i se transmite cuvîntul-stimul verbal, şi un microfon, prin care subiectul poate transmite cercetătorului reacţia sa verbală. În mod corespunzător, şi în camera cercetătorului este plasat un difuzor şi un microfon, legătura dintre cercetător şi subiect fiind asigurată prin unitatea interfon a aparatului.

Ca *reactometru*, aparatul constituie un cronometru electronic care permite măsurarea timpului de reacţie a subiectului, adică a intervalului de timp de la momentul începerii stimulului vizual „start buton" sau verbal „start verbal", pînă la momentul producerii reacţiei acestuia, fie motorie (apăsarea pe butonul activ — „stop buton"), fie verbală (începerea rostirii unui cuvînt — „stop vocal"). Pentru reacţia motorie, precizia cronometrului este de ± 1 ms $\pm 10^{-4}$; pentru reacţia verbală, este de ordinul duratei unui sunet vorbit.

1. Modurile de lucru şi schema bloc

Alegerea modului de lucru al aparatului se face prin apăsarea unuia dintre cele cinci butoane prevăzute în acest scop pe unitatea de comandă, şi anume :

a) *Tahistoscop*. În acest mod de lucru, imaginea-stimul este iluminată din momentul apăsării butonului „start" pînă la terminarea timpului de expunere predeterminat prin butoanele rotative corespunzătoare. Cronometrul electronic nu poate fi oprit de către subiect ci fie de către cercetător, la apăsarea butonului „stop", atît înainte, cît şi după timpul predeterminat, fie automat, la timpul predeterminat.

Astfel se poate verifica concordanţa timpului predeterminat, fixat cu ajutorul butoanelor rotative, cu indicaţia cronometrului.

b) *Stimul vizual — reacţie motorie*. În acest mod imaginea-stimul este iluminată din momentul apăsării de către experimentator a butonului „start" pînă la timpul cel mai scurt din următoarele două : 1. cel predeterminat ; 2. momentul apăsării de către subiect pe butonul activ dintre cele cinci disponibile pe placa cu butoane a subiectului.

Cronometrul porneşte o dată cu apăsarea butonului „start" de către cercetător, deci cu aprinderea luminii, dar se opreşte la apăsarea de către subiect a butonului, de obicei

ulterior stingerii iluminării după timpul predeterminat.

Dacă subiectul apasă pe un buton greşit, cronometrul nu se opreşte, dar se semnalizează „greşeală" prin aprinderea beculeţului notat „eroare" pe pupitru.

c) *Stimul vizual — reacţie motorie sau verbală.* Acest mod de funcţionare include pe cel de la punctul b, dar introdce în plus posibilitatea de „stop vocal" (reacţie verbală) la rostirea de către subiect a unui sunet în faţa microfonului.

Cronometrul se opreşte la primul în timp dintre cele două stopuri (fie cel verbal, fie cel motor), comandate de subiect.

d) *Stimul vizual — reacţie verbală.* Faţă de situaţia de la modul de lucru *c* de mai sus, dispare posibilitatea de „stop prin apăsarea pe buton de către subiect (adică dispare „stopul" prin reacţia motorie).

e) *Stimul verbal — reacţie verbală.* „Startul vocal" al cronometrului se produce la începutul cuvîntului stimul rostit de cercetător. „Stopul vocal" al cronometrului se produce la începutul cuvîntului de reacţie verbală a subiectului. Butoanele de „stop" ale subiectului nu sînt active.

Corespunzător acestor variate moduri de lucru, s-a realizat schema bloc a aparatului prezentată în figura 1. După cum reiese din figură, aparatul cuprinde următoarele unităţi.

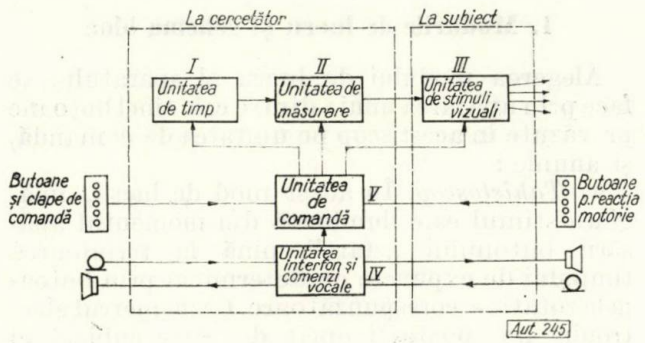


Fig. 1

I. Unitatea de timp care furnizează impulsuri cu perioada de 1ms şi 10 ms, constituind etalonul de timp pentru predeterminarea duratei stimulului vizual şi pentru măsurarea timpului de reacţie.

II. Unitatea de măsură a timpului de reacţie şi de predeterminare a duratei stimulului vizual.

III. Unitatea de stimuli vizuali, permiţînd schimbarea a 100 de stimuli vizuali desenaţi, pe o hîrtie de calc, poziţionarea lor corectă şi iluminarea pe o durată predeterminată de cercetător.

IV. Unitatea de interfon şi comenzi vocale, care permite legătura bidirecţională dintre cercetător şi subiect şi furnizează impulsurile pentru comenzile vocale.

V. Unitatea de comandă, care selectează modul de lucru şi comandă funcţionarea ansamblului.

În cele ce urmează se vor prezenta unele aspecte privind structura şi particularităţile acestor unităţi.

2. Unitatea de timp

Această unitate furnizează impulsurile cronometrice cu perioada de 1 ms sau de 10 ms, la alegere, în intervalul de timp dintre comenzile „start" şi „stop". Schema bloc a acestei unităţi este ilustrată în figura 2.

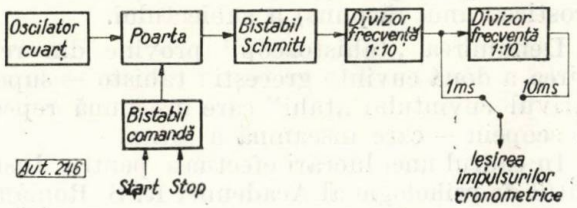


Fig. 2

Oscilatorul pilot al unităţii este realizat cu un cristal de cuarţ avînd o frecvenţă de oscilaţie de 10 kHz şi o stabilitate a frecvenţei de 10^{-5}, datorită montajului cu cuplare electronică a sarcinii şi limitare automată a amplitudinii oscilaţiei.

Circuitul poartă este deschis la comanda „start" şi închis la comanda „stop".

Acţionînd pe frecvenţa de 10 kHz, poarta introduce o eroare de cuantizare în măsurarea timpului de cel mult $\pm$ 100 μs.

Oscilaţiile sinusoidale de la ieşirea porţii sînt transformate în impulsuri dreptunghiulare de aceeaşi frecvenţă, cu ajutorul unui circuit bistabil Schmitt care nu prezintă particularităţi deosebite.

Cele două divizoare de frecvenţă în raport 1/10 care se succed sînt realizate cu cîte două bistabile, dintre care unul prevăzut cu circuit RC de întîrziere a basculării. Prin alegerea convenabilă a condensatoarelor din circuitele de cuplaj, constantele de timp întîrzie bascularea pînă la al cincilea impuls, obţinîndu-se divizarea cu 5 [1].

Divizoarele de frecvenţă, lucrînd la frecvenţă de intrare constantă, s-au dovedit foarte stabile în timp şi la variaţia tensiunilor de alimentare.

După cum se lucrează cu etalon de timp de 1 ms sau 10 ms, se folosesc impulsurile de la ieşirea unui singur divizor 1/10 sau a ambelor divizoare, conectate în cascadă. Impulsurile de la ieşirea fiecărui divizor sînt derivate, limitate şi introduse la intrarea unui repetor care furnizează la ieşire impulsuri negative

cu amplitudinea de 40 V şi durata de circa 4 μs.

Pentru a menţine precizia de ± 100 μs asigurată de circuitul poartă, înainte de fiecare nouă măsurare sau predeterminare a timpului, bistabilii din divizoare sînt readuşi la zero o dată cu bistabilii decadelor de numărare.

3. Unitatea de măsură a timpului de reacţie şi de predeterminare a duratei stimulului vizual

Această unitate, cu trei decade electronice urmate de un releu numărător electromecanic, numără impulsurile sosite de la unitatea de timp pe durata deschiderii porţii şi comandă încetarea iluminării după trecerea intervalului de timp predeterminat.

Schema bloc a unităţii este reprezentată în figura 3.

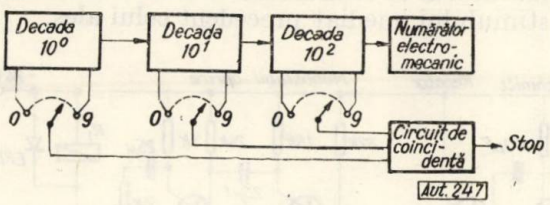


Fig. 3

Ieşirile bistabililor sînt conectate la o matrice de decodare ilustrată în figura 4, la ieşirea căreia sînt conectate 10 becuri cu neon corespunzînd cifrelor de la 0 la 9. Becurile cu neon sînt înseriate cu rezistenţe de 500 kΩ la bornele cărora

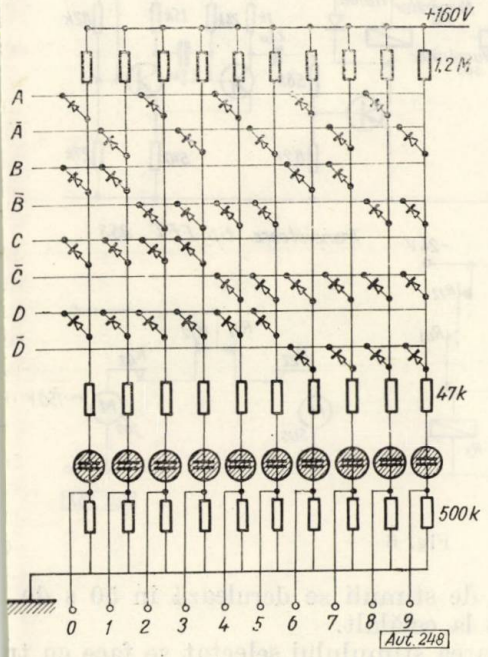


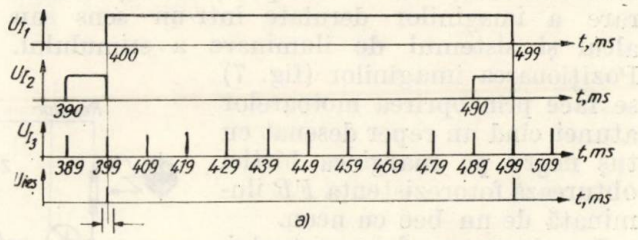
Fig. 4

par, atunci cînd becul respectiv este aprins, nsiuni pozitive de circa 15 V.

Impulsurile de la ieşirea ultimei din cele trei ecade electronice acţionează la fiecare secundă (sau la 10 s cînd etalonul este 10 ms) un releu numărător electromecanic.

Atunci cînd numărătorul electronic a înregistrat numărul de impulsuri prestabilit, se aprind becurile corespunzătoare cifrelor acestui număr şi pe rezistenţele de 500 kΩ, înseriate cu acestea (fig. 4), apar tensiunile pozitive de 15 V. Un circuit de coincidenţă dă un impuls de ieşire atunci şi numai atunci cînd pe cele trei intrări de 1 ms, 10 ms, 100 ms, corespunzătoare celor trei comutatoare, se aplică simultan tensiuni de + 15 V, ceea ce se întîmplă atunci cînd poziţia comutatoarelor corespunde cu becurile aprinse, deci cu numărul înregistrat în numărător.

La intrările circuitului de coincidenţă se aplică tensiuni pozitive cu durata de 100 ms, 10 ms şi 1 ms, aşa cum se vede în figura 5, a,



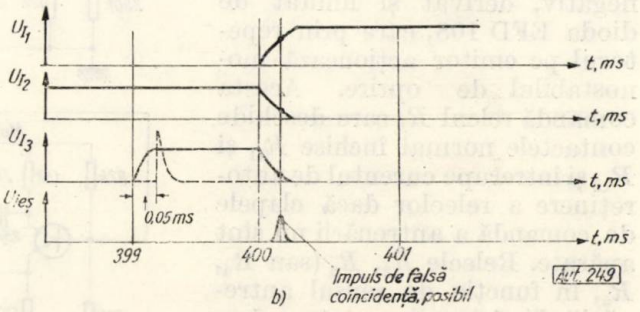


Fig. 5

unde, pentru exemplificare, comutatoarele s-au aşezat corespunzător unei durate de 499 ms. Atunci cînd sînt aprinse simultan becurile cifrelor 4 din prima decadă, 9 din a doua şi 9 din a treia, circuitul de coincidenţă dă un impuls la ieşire şi comandă stingerea lămpii. În figura 5, b, cu linii pline, s-a desenat, la scara mărită a timpului, intervalul dintre 399 ms şi 401 ms. Se observă că, datorită duratelor finite, oricît de scurte, ale fronturilor şi cozilor impulsurilor, există posibilitatea apariţiei unei coincidenţe false la 399 ms, în loc de 499 ms, cum se stabilise pentru oprirea cronometrului.

Pentru înlăturarea acestei posibilităţi de coincidenţă falsă, s-a intercalat, pe calea de intrare a impulsurilor de 1 ms în circuitul de coincidenţă, un monostabil, declanşat de frontul impulsului de 1 ms şi care formează, pentru acţionarea circuitului de coincidenţă, un scurt

impuls (obţinut prin diferenţierea frontului posterior al impulsului dreptunghiular generat de monostabil), decalat cu 0,05 ms faţă de frontul impulsului de 1 ms şi terminat cu mult înainte de coada acestuia (fig. 5, b — linia punctată); se elimină prin aceasta posibilitatea coincidenţelor false cauzate de fronturile şi cozile finite ale impulsurilor, la timpii a căror durată se termină cu cifrele 0 şi 9.

4. Unitatea de stimului vizuali

Această unitate, a cărei schemă bloc este ilustrată în figura 6, este plasată în cabina subiectului, căruia îi prezintă unul dintre cei 100 de stimuli vizuali desenaţi pe hîrtie de calc şi iluminaţi un timp determinat.

Unitatea cuprinde motoarele electrice de acţionare a tamburilor pe care este înfăşurată hîrtia de calc, schema de poziţionare şi numărare a imaginilor derulate într-un sens sau altul şi sistemul de iluminare a stimulului. Poziţionarea imaginilor (fig. 7) se face prin oprirea motoarelor atunci cînd un reper desenat cu tuş negru pe marginea hîrtiei obturează fotorezistenţa FR iluminată de un bec cu neon.

La obturarea fotorezistenţei, bistabilul Schmitt dă un impuls negativ, derivat şi limitat de dioda EFD 108, care prin repetorul pe emitor acţionează monostabilul de oprire. Acesta comandă releul R_1 care deschide contactele normal închise R_{11} şi R_{12} şi întrerupe curentul de autoreţinere a releelor dacă clapele de comandă a antrenării nu sînt apăsate. Releele R_2, R_3 (sau R_4, R_5, în funcţie de sensul antrenării) fiind nealimentate, deschid contactele R_{22} (sau R_{42}) şi întrerup alimentarea înfăşurărilor motoarelor.

Dacă clapele de comandă sînt apăsate, oprirea nu este posibilă decît la primul reper care urmează după eliberarea lor.

În funcţie de sensul antrenării, releul de comutare R_5 trimite cîte un impuls pentru fiecare reper derulat la unul dintre monostabilii de numărare, care la rîndul lor acţionează înfăşurările unui numărător electromecanic reversibil cu clicheţi. Pentru un sens de deplasare, se numără în sens crescător, pentru celălalt sens, se numără descrescător, păstrîndu-se concordanţa dintre numărul de ordine al stimulului prezentat subiectului şi numărul înregistrat pe numărătorul de stimuli de pe panoul de comandă al aparatului.

Releul de comutare R_3 elimină posibilitatea antrenării simultane a celor două motoare electrice pentru cele două sensuri de derulare.

Prin acest sistem, experimentatorul poate alege oricare dintre cei 100 de stimuli, în ordi-

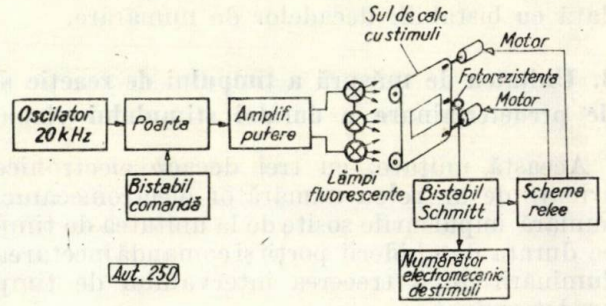


Fig. 7

nea dorită, oprind deplasarea atunci cînd numărătorul de stimuli indică numărul de ordine al stimulului imediat precedent celui ales.

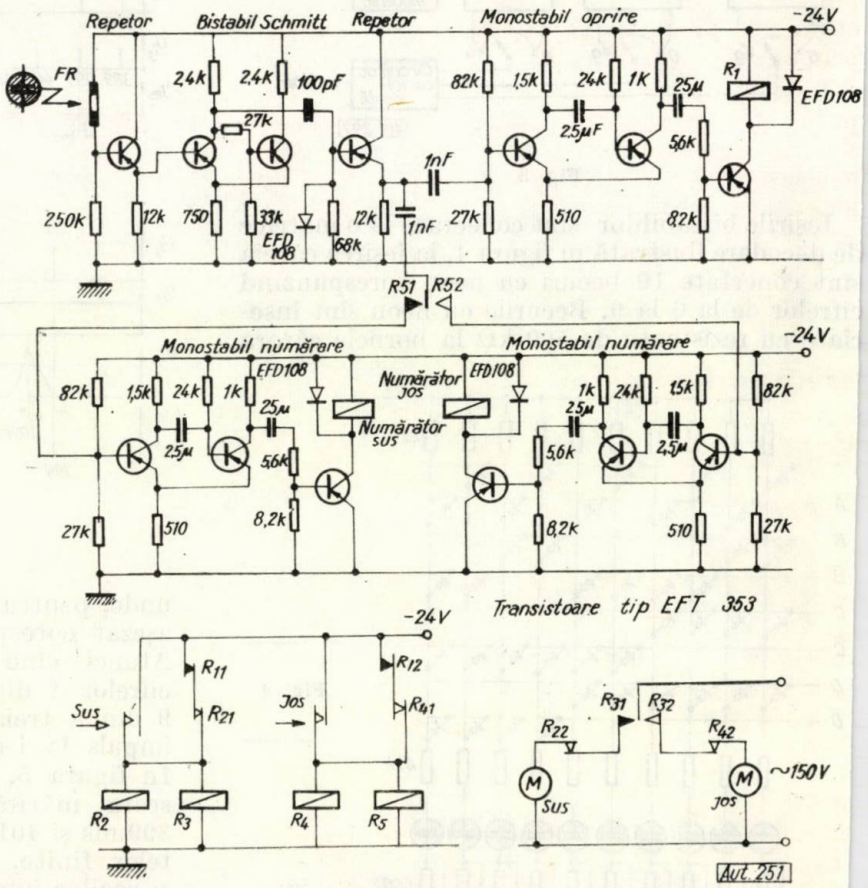


Fig. 6

Banda de stimuli se derulează în 50 s de un capăt la celălalt.

Iluminarea stimulului selectat se face cu tr lămpi fluorescente tubulare de 20 W, alime tate în înaltă frecvenţă (20 kHz) pentru a put asigura o aprindere şi o stingere netă la ap carea comenzilor.

Prin măsurarea cu ajutorul unei fotodiode, al cărei timp de răspuns este de ordinul 1 μs, au rezultat timpul de aprindere de circa 0,4 ms şi timpul de stingere de circa 0,5 ms, ceea ce nu introduce deci o eroare în afara limitelor admise în predeterminarea duratei timpului de iluminare.

Schema bloc a circuitului de alimentare a lămpilor fluorescente (fig. 6) cuprinde un oscilator pe 20 kHz, un circuit poartă şi un amplificator de putere de circa 10 W în clasă C, comandat de poartă.

5. Unitatea de interfon şi comenzi vocale şi unitatea de comandă

Deoarece cercetătorul trebuie să audă orice reacţie vocală a subiectului, nu s-a conceput un interfon automat, ci două circuite independente pentru fiecare cale.

Pentru a reduce zgomotul de fond s-a introdus pe fiecare cale un circuit care deblochează etajul final numai atunci cînd amplificatoarele primesc tensiuni de la microfon.

Pentru a asigura deschiderea rapidă la începutul cuvîntului şi a evita blocarea dintre silabele aceluiaşi cuvînt, după o serie de experimentări s-au ales constantele de timp $T_1 = 50$ ms, pentru deblocarea interfonului la apariţia cuvîntului, şi $T_2 = 350$ ms, pentru blocarea după sfîrşitul cuvîntului.

Circuitele pentru „start vocal" şi „stop vocal" au rolul de a crea un impuls de comandă atunci cînd experimentatorul, respectiv subiectul, rostesc primele sunete. Pentru aceasta, semnalul se amplifică şi se aplică, printr-un limitator cu diodă, pe grila unui tiratron, care este stins în starea de repaus.

Pentru primul front pozitiv sosit de la microfon la intrarea amplificatorului, tiratronul se aprinde şi furnizează la anod un salt negativ de tensiune, care este derivat şi comandă pornirea, respectiv oprirea cronometrului.

Tiratronul se stinge aplicînd o tensiune negativă pe anodul său în cadrul comenzii de rearmare a aparatului pentru o nouă experienţă.

Unitatea de comandă realizează selectarea modurilor de lucru şi verificarea impulsurilor de comandă cu circuite care nu prezintă particularităţi.

Aparatul realizat conform principiilor prezentate mai sus funcţionează cu bune rezultate de peste un an, menţinîndu-şi în timp performanţele specificate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Zima, V. şi Kubin, B. *Electronnie metodi izmerenia malih intervalo vremeni* (perevod s ceskogo). Moscova, Izd. Energhia, 1965.

Ing. F. STĂNCIULESCU, ing. D. FLORESCU şi ing. R. GHIONE

Modelarea analogică a schemelor de reglare automată a maşinilor sincrone cu excitaţie statică

Creşterea complexităţii sistemelor electroenergetice, ca urmare a nevoilor mereu crescînde ale economiei naţionale, face din ce în ce mai simţită nevoia de a prezice comportarea generatoarelor sincrone echipate cu sistem de excitaţie statică şi reglare automată a tensiunii. Prezintă interes major predeterminarea răspunsurilor tranzitorii ale mărimilor caracteristice privind: generatorul sincron, sistemul de excitaţie statică şi bucla de reglare automată [1] — [4].

Din punctul de vedere al inginerului automatist, interesul se concentrează asupra buclei de reglare automată şi a sistemului de excitaţie statică, urmărind în final calculul parametrilor acestora în vederea proiectării lor, maşina sincronă fiind considerată ca obiect reglat, iar studiul ei detaliat făcînd obiectul altor lucrări [5] — [7].

În lucrarea de faţă se prezintă modelul matematic sintetic al maşinii sincrone, pentru calculatorul analogic, sistemul de reglare automată a tensiunii pentru două variante de excitaţie statică şi rezultate obţinute prin simulare analogică a acestor sisteme.

1. Sistemele de excitaţie statică şi obiectul reglat (maşina sincronă)

Sistemele de excitaţie care urmează a fi studiate sînt: sistemul cu autoalimentare şi amplificator magnetic şi sistemul cu autoalimentare şi punte cu tiristoare. Funcţia de transfer $Y_{ex}(p)$ este de forma $\frac{K}{1+pT}$ pentru amplificatorul magnetic şi $\frac{k}{pT}$ pentru puntea cu tiristoare. Tensiunea de excitaţie este, din cauza limitărilor care apar, de forma $|u_e|_e \leqslant u_{e\,max}$ (fig. 1).

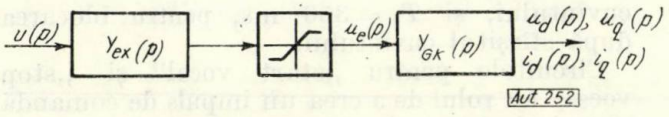


Fig. 1. Schema bloc a sistemului de excitaţie statică şi a obiectului reglat.

În studiul reglării automate a excitaţiei generatoarelor sincrone apare ca avantajoasă utilizarea unor funcţii de transfer ale generatorului $Y_{Gk}(p)$ de forma :

$$Y_{G1}(p) = \frac{u_d(p)}{u_e(p)}; \; Y_{G2}(p) = \frac{u_q(p)}{u_e(p)};$$

$$Y_{G3}(p) = \frac{i_d(p)}{u_e(p)}; Y_{G4} = \frac{i_q(p)}{u_e(p)}.$$

Stabilirea acestor funcţii, redată amănunţit în [7], se face plecînd de la ecuaţiile Park-Gorev [1], prelucrate astfel :

$$u_d = p\Psi_d - ri_d - \omega\Psi_q; \quad (1)$$

$$u_q = p\Psi_q - ri_q + \omega\Psi_d; \quad (2)$$

$$\Psi_d = \frac{L_{ae}}{r_e} G(p)\, u_e - L_d(p)\, i_d; \quad (3)$$

$$u_d = L_s p i_d + r_s i_d - \omega L_s i_q; \quad (4)$$

$$\Psi_q = -L_q(p)\, i_q; \quad (5)$$

$$u_q = L_s p i_q + r_s i_q + \omega L_s i_d; \quad (6)$$

$$M_e = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d; \quad (7)$$

$$T\, p^2\delta = M_t - M_e; \quad (8)$$

$$u = (u_d + u_q)^{\frac{1}{2}}; \quad (9)$$

$$i = (i_d + i_q)^{\frac{1}{2}}; \quad (10)$$

$$\Psi = (\Psi_d + \Psi_q)^{\frac{1}{2}}; \quad (11)$$

$$P = u_d i_d + u_q i_q; \quad (12)$$

$$Q = u_q i_d - u_d i_q; \quad (13)$$

$$\text{unde } G(p) = \frac{1 + p\,T'_d}{1 + pT + p^2\,T_e T_d},$$

$$L_d(p) = \frac{1 + pT' + p^2 T_{ed}^2}{1 + pT + p^2\,T_e\,T_d} L_d$$

$$\text{şi } L_q(p) = \frac{1 + pT'_q}{1 + pT_q} L_q.$$

Au fost adoptate o serie de ipoteze simplificatoare frecvent utilizate în studiul regimurilor tranzitorii ale maşinii sincrone cu poli aparenţi [1], [6], dintre care menţionăm ipoteza neglijării saturaţiei circuitului magnetic şi ipoteza neglijării variaţiei în timp a vitezei unghiulare care se consideră constantă şi egală cu viteza de sincronism.

Funcţia de transfer $Y_{G_k}(p)$ se prezintă sub forma generală:

$$Y_{Gk}(p) = \frac{b_{k4}p^4 + b_{k3}p^3 + b_{k2}p^2 + b_{k1}p + b_{k0}}{a_4p^4 + a_3p^3 + a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

$$k = 1, 2, 3, 4, \quad (14)$$

iar $b_{24} = b_{34} = b_{44} = b_{43} = b_{42} = 0$. Calculul coeficienţilor b_{ki} şi a_i este prezentat în [7]. Gradul ecuaţiei caracteristice este determinat de numărul înfăşurărilor de amortizare din axa longitudinală şi transversală : $i = d + q + 3$. Cazul analizat se caracterizează prin : $d = 1$ şi $q = 0$.

Descrierea generatorului cu ajutorul funcţiei (14) este superioară încercărilor de a descrie generatorul ca un element de întîrziere de ordinul unu cu constanta de timp şi factorul de amplificare constante. Factorul de amplificare şi constanta de timp a funcţiei $Y_{G_k}(p)$ sînt funcţie de variaţia sarcinii, iar creşterea gradului ecuaţiei caracteristice duce la considerarea tuturor componentelor în expresia mărimii de ieşire [7].

2. Schemele bloc ale sistemelor de reglare automată

În tehnica reglării automate a excitaţiei maşinilor sincrone, s-au dezvoltat în ultimii ani mai nulte sisteme distincte, din punct de vedere al elementului care furnizează mărimea de execuţie (u_e). Din acest punct de vedere se impun atenţiei cercetătorului patru sisteme şi anume: sistemul de excitatoare de curent continuu, sistemul cu alternator şi punte redresoare, sistemul de autoalimentare şi amplificator magnetic de putere şi sistemul cu autoalimentare şi punţi trifazate cu ventile cu siliciu şi tiristoare. Dintre acestea, numai ultimele două vor constitui obiectul studiului nostru, fiind constituite exclusiv cu elemente statice.

2.1. *Sistemul cu autoalimentare şi amplificator de putere*

Schema bloc a acestui sistem de reglare automată este arătată în figura 2. Regaljul se execută în funcţie de tensiunea u la bornele generatorului şi de componenta reactivă i_r a curentului, mărimea de reacţie principală avînd expresia:

$$u_{r1} = Y_{u1}\, u \mp K_{i1}\, i \sin\varphi. \quad (15$$

În schema bloc au fost figurate mai multe legături care permit includerea în modelul matematic şi analogic a influenţei mărimilor perturbatoare ale sistemului. Mărimea de intrare în elementul de execuţie (amplificator magnetic de putere), este furnizată de un preamplificator magnetic.

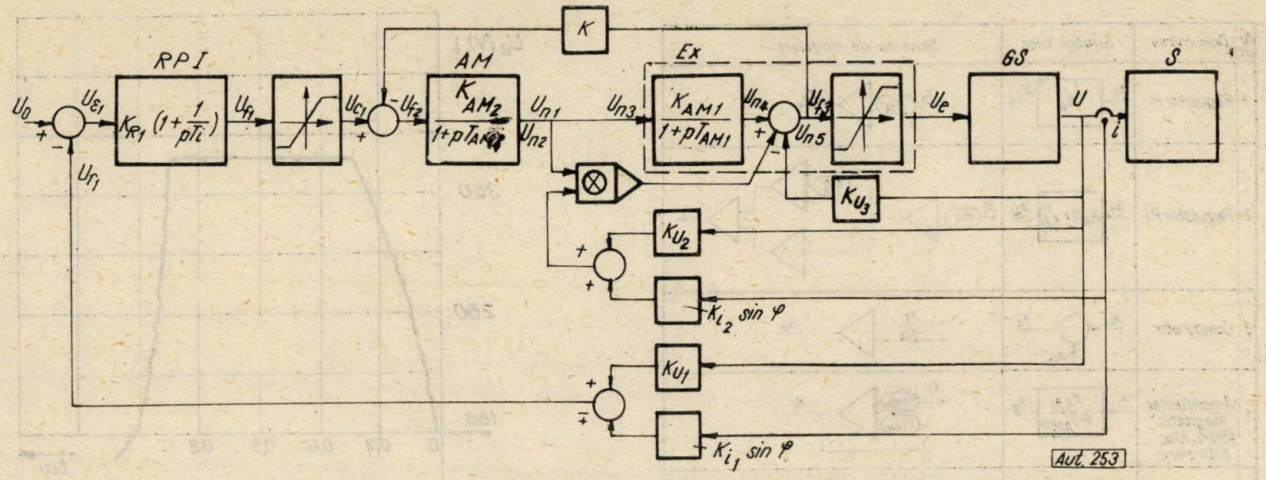


Fig. 2. Schema bloc a sistemului de reglare automată cu autoalimentare şi amplificator magnetic de putere: RPT — regulator proporţional integral; AM — amplificator magnetic; Ex — sistem de excitaţie; GS — generator sincron; S — sarcină

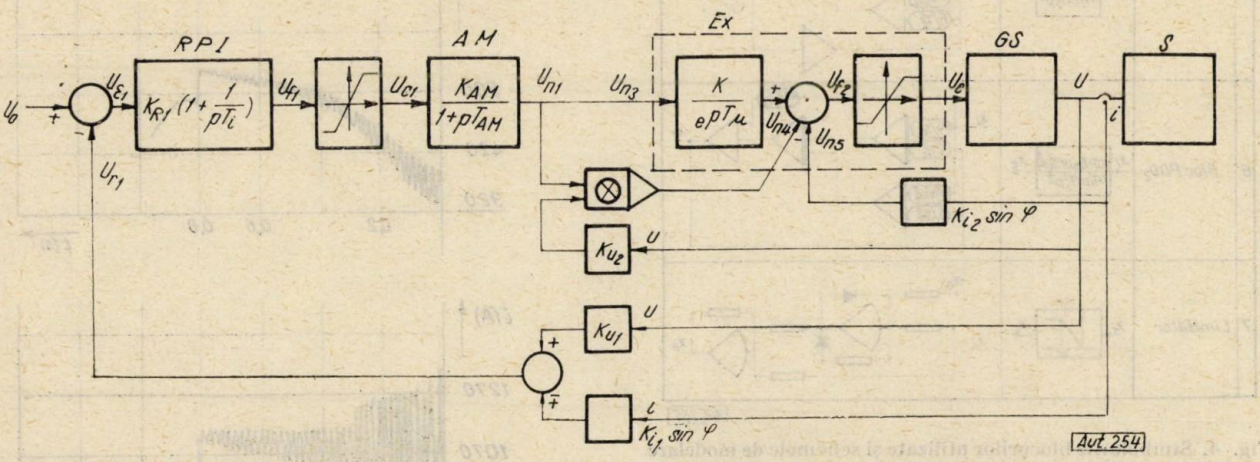


Fig. 3. Schema bloc a sistemului de reglare automată cu autoalimentare şi punţi cu ventile cu siliciu şi tiristoare.

2.2. *Sistemul cu autoalimentare şi punţi trifazate cu siliciu şi tiristoare.*

Schema bloc a acestui sistem de reglare arătată în figura 3. Reglajul se execută în funcţie de variaţiile acelorași mărimi ca şi în cazul precedent. S-a ţinut seamă de asemenea de influenţa unor mărimi perturbatoare prin introducerea unor legături adecvate.

Mărimea de intrare în elementul de execuţie (punte trifazată cu tiristoare) este furnizată tot de un preamplificator magnetic.

3. Modelarea analogică

Studiul fenomenelor tranzitorii în diferite regimuri de funcţionare ale sistemelor de reglare prezentate în paragraful anterior a fost făcut prin modelare pe calculator analogic. Pentru modelarea generatorului sincron, se utilizează ecuaţiile (1)-(6), (9) şi (10), care descriu funcţionarea generatorului în ipotezele enunţate anterior ($\omega = \omega_0 = ct$).

Modelarea sistemelor de reglare reprezentate în schemele bloc din figura 2 şi figura 3 se poate realiza cu ajutorul blocurilor analogice tip, indicate în figura 4. Pentru transpunerea pe calculator s-a făcut o schimbare a scării de amplitudine β, astfel încît dacă $\tilde{x}$ este mărimea-calculator, iar x cea reală:

$$\beta = \frac{\tilde{x}}{x}$$

şi o schimbare a scării de timp:

$$\tau = \alpha t\,; \quad \frac{d^n}{dt^n} = \alpha^n \frac{d^n}{d\tau^n}.$$

Cele două transformări sînt determinate de tensiunea maximă de referinţă a calculatorului ($\pm$ 10 V) şi gama maximă de prescriere a coeficienţilor (0 — 50).

4. Rezultatele de calcul analogic

Scopul final al acestei cercetări a fost în fond acela de a prezenta comparativ cele două sisteme de excitaţie statică, inclusiv bucla de reglare automată, precum şi compararea lor cu sistemele clasice, din punct de vedere al performanţelor dinamice.

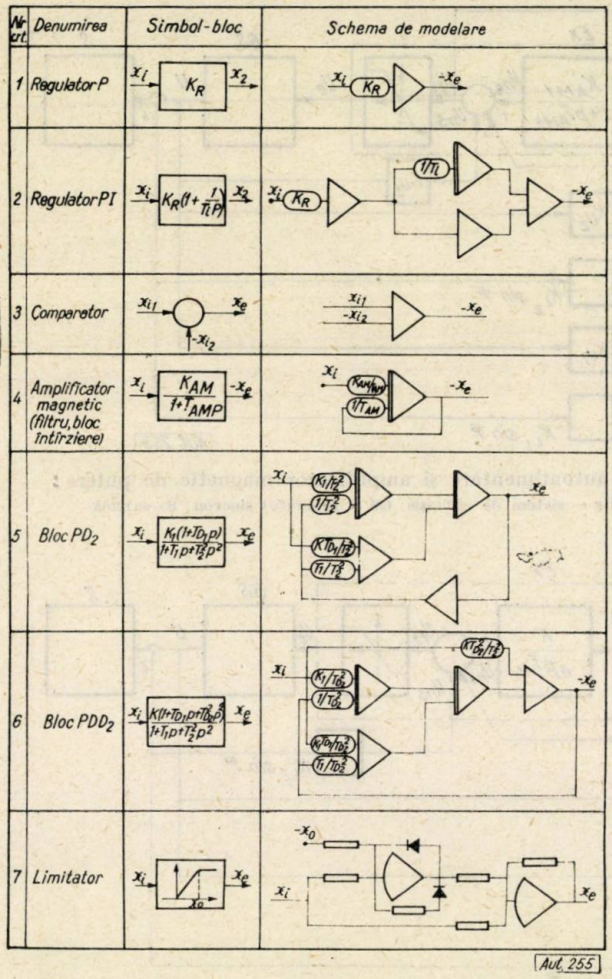


Fig. 4. Simbolurile blocurilor utilizate şi schemele de modelare analogică corespunzătoare.

Ţinînd seamă de scopul urmărit, s-a modelat, pe calculatorul analogic MEDA 81 T, sistemul: generator sincron, sistem de excitaţie statică, buclă de reglare automată şi sarcina generatorului.

S-au modelat următoarele procese dinamice: scurtcircuit trifazat simetric la gol şi la sarcină nominală; cuplarea şi decuplarea unor sarcini active şi reactive; dezexcitarea rapidă; variaţii în treaptă ale mărimii de referinţă etc. Întrucît o prezentare exhaustivă a acestor rezultate de calcul ar fi prea voluminoasă, vom prezenta cîteva dintre rezultatele de calcul obţinute cu ajutorul calculatorului analogic, sub forma unor înregistrări grafice.

În figurile 5 şi 6 se prezintă curbele $u\ (t)$, i_e, $u_e\ (t)$, (i_e), (t) în cazul unui scurtcircuit trifazat simetric la bornele generatorului sincron în gol şi la plină sarcină, pentru sistemul din figura 2 şi respectiv 3. Figurile 7 şi 8 reprezintă răspunsurile tranzitorii ale mărimilor din înfăşurarea de excitaţie în cazul conectării bruşte a unei sarcini combinate.

În sfîrşit, figura 9 prezintă răspunsul lui $u_e\ (t)$ şi $i_e\ (t)$ pentru diferite valori ale parametrului

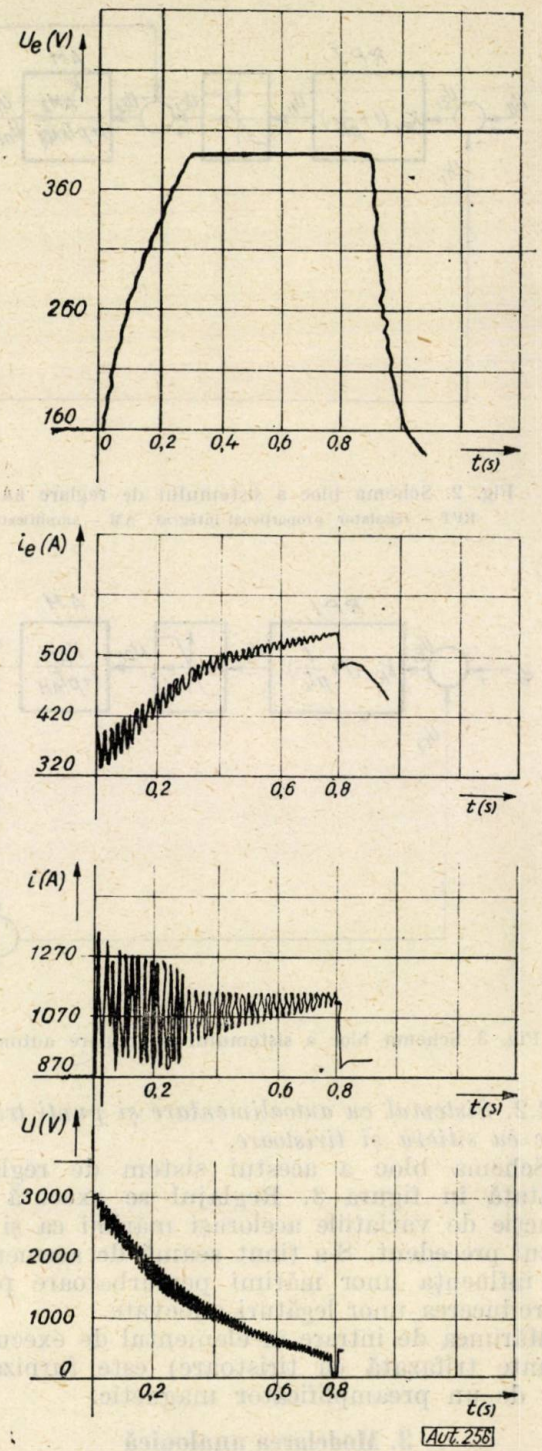


Fig. 5. Răspunsul tranzitoriu în cazul unui scurtcircuit trifazat simetric la bornele generatorului sincron pentru sistemul din figura 2.

k_R al regulatorului PI. Modelarea a fost făcută pe schema din figura 3, în cazul unei creşteri a lui u de la 0,5 U_N la U_N.

Examinînd curbele din figurile 5 şi 6, se observă apariţia unor oscilaţii tipice scurtcircuitului, care dispar după un timp t (circa 0,8 s), cînd se presupune că intervine protecţia

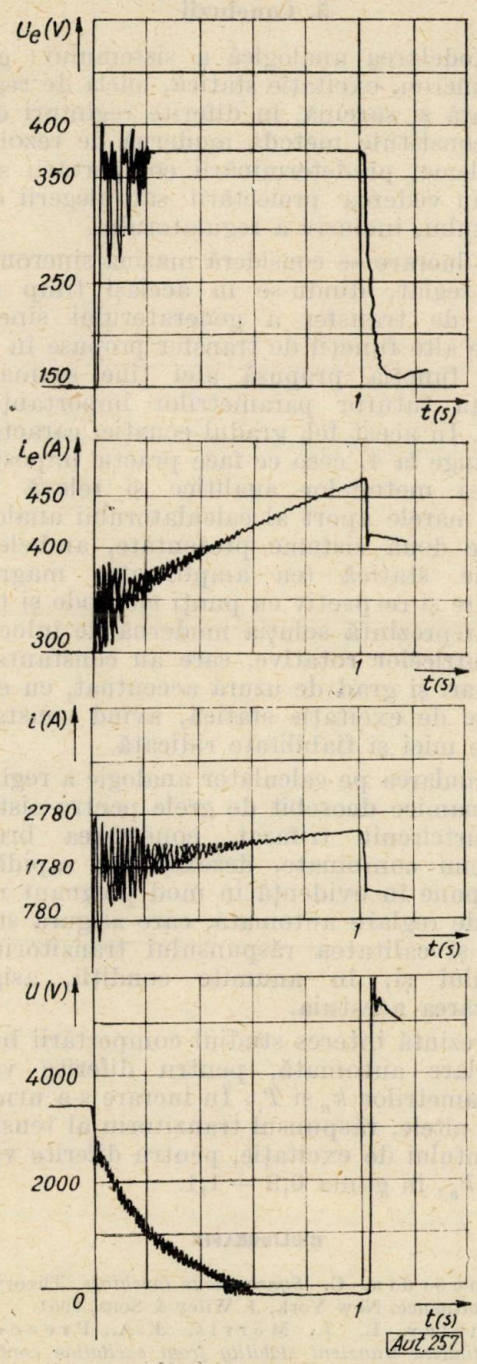
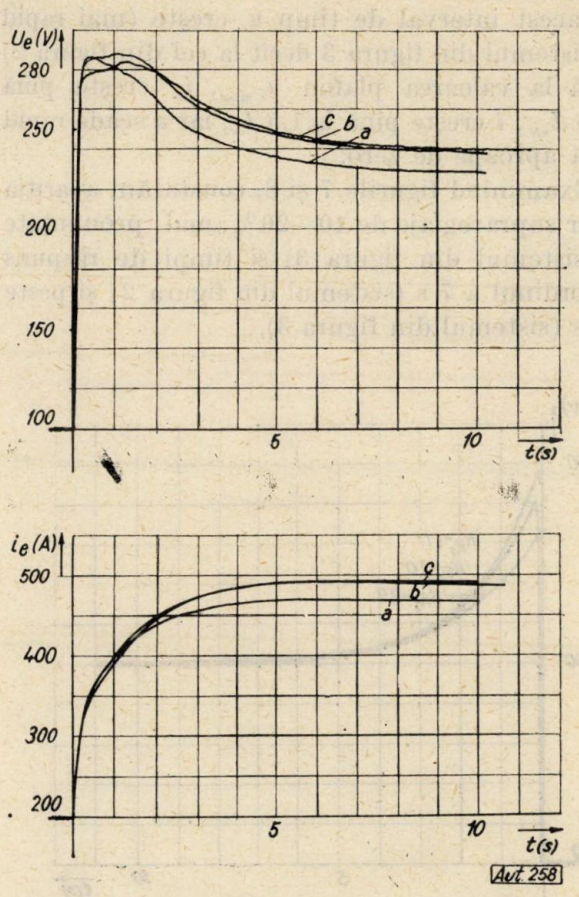
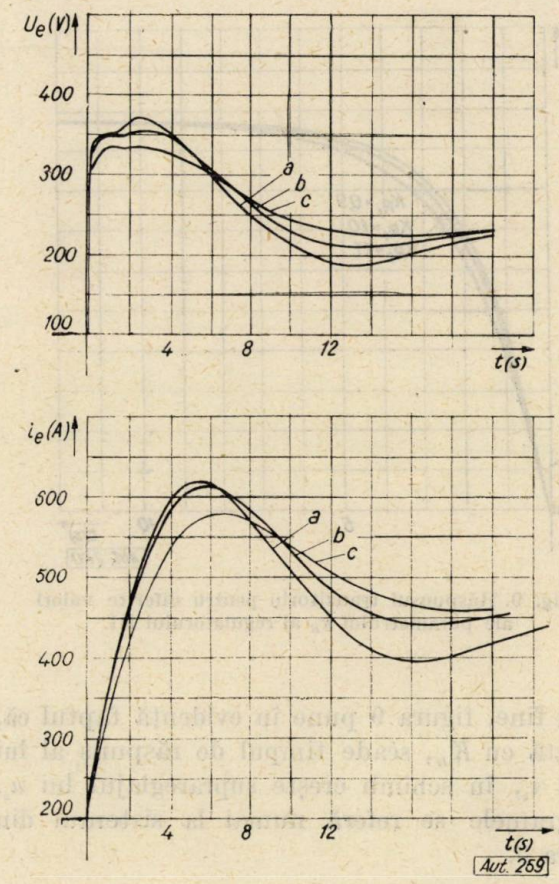


Fig. 6. Răspunsul tranzitoriu în cazul unui scurtcircuit trifazat simetric la bornele generatorului sincron pentru sistemul din figura 3.





ig. 7. Răspunsul tranzitoriu în cazul conectării bruşte a nei sarcini combinate, pentru sistemul din figura 2 :

a) sarcină combinată 50% activă şi 10% reactivă ;
b) sarcină combinată 50% activă şi 30% reactivă.
c) sarcină combinată 50% activă şi 50% reactivă.

g. 8. Răspunsul tranzitoriu în cazul conectării bruşte a unei sarcini combinate, pentru sistemul din figura 3 :

a) sarcină combinată 50% activă şi 50% reactivă ;
b) sarcină combinată 50% activă şi 30% reactivă ;
c) sarcină combinată 50% activă şi 10% reactivă.

În acest interval de timp u_e creşte (mai rapid la sistemul din figura 3 decît la cel din figura 2) pînă la valoarea plafon $u_{e\,max}$, i_e creşte pînă la 3 I_{eN}, i creşte pînă la 1,5 I_N, iar u scade rapid pînă aproape de zero.

Examinînd figurile 7 şi 8, constatăm apariţia unor suprareglaje de 10—20% (mai pronunţate la sistemul din figura 3) şi timpi de răspuns de ordinul a 7 s (sistemul din figura 2) şi peste 10 s (sistemul din figura 3).

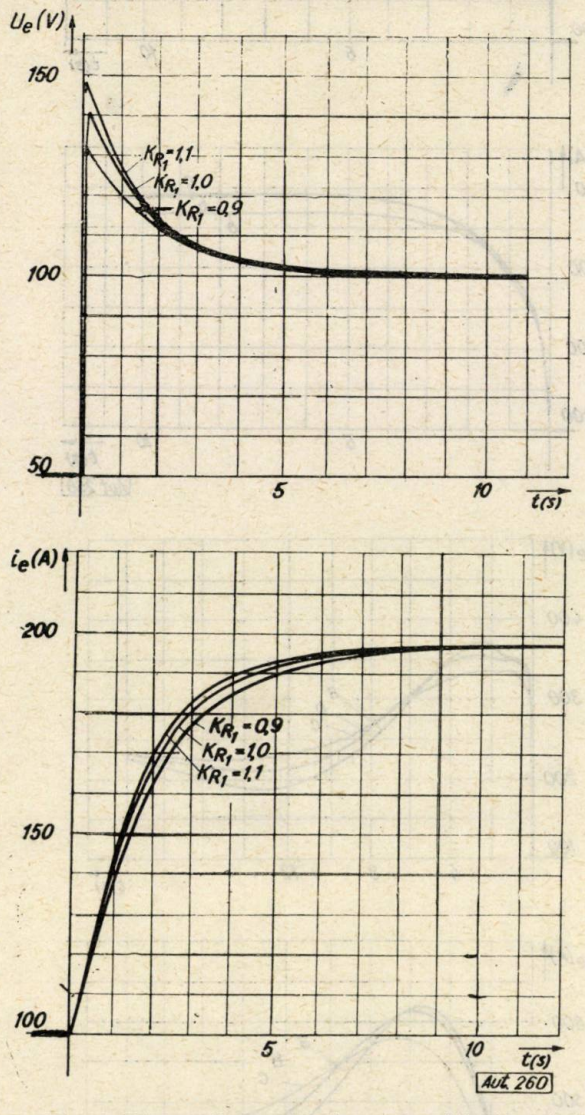


Fig. 9. Răspunsul tranzitoriu pentru diferite valori ale parametrului k_R al regulatorului PI.

În fine, figura 9 pune în evidenţă faptul că, o dată cu K_R, scade timpul de răspuns al lui u_e şi i_e, în schimb creşte suprareglajul lui u_e. Diagramele se referă numai la sistemul din figura 3.

5. Concluzii

1. Modelarea analogică a sistemului: generator sincron, excitaţie statică, buclă de reglare automată şi sarcină, în diferite regimuri dinamice, constituie metoda modernă de rezolvare a problemei predeterminării comportării sistemului în vederea proiectării sau alegerii echipamentului, inclusiv a regulatorului.

2. În lucrare se consideră maşina sincronă ca obiect reglat, dîndu-se în acelaşi timp şi o funcţie de transfer a generatorului sincron. Faţă de alte funcţii de transfer propuse în literatură, funcţia propusă aici ţine seama de influenţa tuturor parametrilor importanţi ai maşinii. În acest fel, gradul ecuaţiei caracteristice ajunge la 4, ceea ce face practic imposibilă aplicarea metodelor analitice şi relevă încă o dată marele aport al calculatorului analogic.

3. Cele două sisteme prezentate, ambele cu excitaţie statică (cu amplificator magnetic de putere şi respectiv cu punţi cu diode şi tiristoare), reprezintă soluţia modernă de înlocuire a excitatricelor rotative, care au constante de timp mari şi grad de uzură accentuat, cu echipamente de excitaţie statică, avînd constante de timp mici şi fiabilitate ridicată.

4. Simularea pe calculator analogic a regimurilor dinamice deosebit de grele pentru sistem, ca: scurtcircuit trifazat, conectarea bruscă de sarcini combinate, dezexcitarea rapidă şi altele, pune în evidenţă în mod pregnant rolul buclei de reglare automată, care asigură stabilitatea şi calitatea răspunsului tranzitoriu al sistemului şi, în anumite condiţii, asigură optimizarea acestuia.

5. Prezintă interes studiul comportării buclei de reglare automată, pentru diferite valori ale parametrilor k_R şi T_i. În lucrare s-a urmărit printre altele, răspunsul tranzitoriu al tensiunii şi curentului de excitaţie, pentru diferite valori ale lui k_R, în gama 0,9 — 1,1.

BIBLIOGRAFIE

[1] Concordia, C. *Synchronous machines.* Theory and performance. New York, J. Wiley & Sons, 1951.

[2] Dineley, L. J., Morris, J. A., Preece, C. *Optimized transient stability from excitation control of synchronous generators.* In: IEEE Trans. PAS, vol. **87**, nr. 8, aug 1968, p. 1696—1705.

[3] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.* Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R., 1959, vol. I—II.

[4] Finţescu, D., Lapedatu, E. *Regulator automat de excitaţie pentru generatoare sincrone.* In: Probleme de automatizare **VI**, Bucureşti, Ed. Acad. R.S.R. 1969, p. 125—142.

[5] Aldred, A. S., Doyle, P. A. *Electronic analogue computer, study of synchronous machine transient stability.* In: Proc. IEE, vol. **104** A, 1957, p. 152—158.

[6] Eyal, D., Alexandrowitz, A., Ben Uri, J. *A mathematical model of the synchronous machine and its representation on an analogue computer.* In: Wiss. Z. Electrotehchn., vol. **13**, 1969, nr. 4, p. 193—207.

[7] Stănciulescu, F., Florescu, D., Ghionea, R., *Un model matematic al maşinii sincrone pentru calculator analogic.* In: Electrotehnica (în curs de publicare).

Ing. S. GRÂNESCU şi ing. IOANA LAZĂR

Voltmetru electronic de vîrf

În domeniul măsurării valorii de vîrf a semnalelor, literatura tehnică furnizează o mare diversitate de soluţii, cum ar fi : voltmetrele cu diodă clasă C, cu triodă şi detecţie de grilă, sau mai complexe, bazate pe alte principii de funcţionare.

Prezintă interes voltmetrul electronic de vîrf descris de R.P. Mac Kenzie [1].

Funcţionarea acestui voltmetru se bazează pe un circuit de reglare cu buclă închisă, în care se compară tensiunea de pe un condensator de acumulare ce se încarcă la valoarea tensiunii de ieşire, cu valoarea de vîrf a tensiunii de intrare. Eroarea rezultată din această comparaţie acţionează un multivibrator monostabil, iar acesta din urmă un integrator al cărui semnal de ieşire încarcă condensatorul de acumulare.

Această schemă lucrează corect în regim de impuls cu front foarte bun, deoarece trebuie ca, pe durata comparaţiei, tensiunea pe condensator să nu se modifice. Schema nu este deci eficace pentru orice formă de undă, în special nu poate fi folosită în regim sinusoidal.

Un alt dezavantaj al schemei îl constituie faptul că un monostabil de durată fixă de basculare nu permite integratorului să lucreze precis şi la semnale mici şi la semnale mari. Dacă monostabilul este reglat astfel ca integratorul să lucreze bine la semnale mici, peste un anumit nivel al semnalului monostabilul se saturează şi, practic, nu îl mai poate urmări, deci voltmetrul începe să indice o valoare eronată.

Schema descrisă în acest articol a urmărit să înlăture dezavantaje, ea fiind eficace la măsurarea oricărui fel de semnal periodic şi la orice nivel al acestuia, cu aceeaşi precizie.

Schema lucrează pe acelaşi sistem cu buclă închisă, în care tensiunea de ieşire, furnizată de un circuit integrator, este comparată cu valoarea de vîrf a tensiunii de intrare. Semnalul de eronare se obţine însă cu ajutorul unui circuit de comparaţie care permite utilizarea schemei pentru orice fel de regim de semnal.

Schema cuprinde şi un monostabil de durată variabilă şi propoţională cu valoarea semnalului care asigură precizia voltmetrului la orice semnal, datorită unei bucle de reacţie auxiliare. Se evită astfel saturarea monostabilului, şi deci indicaţii eronate ale voltmetrului de vîrf.

1. Principiu de funcţionare

Schema bloc a voltmetrului electronic de vîrf este prezentată în figura 1.

În această schemă, semnalul de intrare i, care poate fi o tensiune negativă periodică de orice formă, a cărei valoare de vîrf trebuie

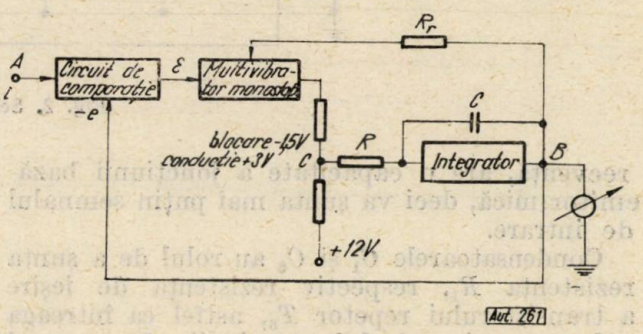


Fig. 1. Schema bloc.

măsurată, semnal aplicat la borna A, şi mărimea de ieşire, e, de la borna B, care reprezintă o tensiune continuă egală cu valoarea tensiunii de vîrf a semnalului de intrare i, sînt introduse într-un circuit de comparaţie.

Eroarea ε, care rezultă din această comparaţie, acţionează un multivibrator monostabil care, prin intermediul unui circuit integrator cu constantă de integrare RC, produce mărimea continuă de ieşire e.

Această mărime de ieşire este măsurată cu un instrument de curent continuu.

Tensiunea continuă, de la borna de ieşire B, prin rezistenţa de reacţie R_r se aplică monostabilului, asigurîndu-i o constantă de basculare suplimentară.

Schema electrică de principiu este dată în figura 2.

Această schemă cuprinde circuitul de comparaţie realizat cu transistorul T_1, circuitul de comandă realizat cu transistorul T_2, multivibratorul monostabil realizat cu transistoarele T_3 şi T_4, circuitul integrator cu constanta de integrare C_5R_{15}, realizat cu transistorul T_5, şi un repetor pe emitor T_6.

Transistorului T_1, care reprezintă circuitul de comparaţie, i se aplică în emitor tensiunea continuă de ieşire din punctul B, iar în bază tensiunea de intrare din punctul A. Datorită tensiunii aplicate, în emitor, transistorul este normal blocat. Tensiunea de intrare, de polaritate negativă, poate duce la deblocarea transistorului T_1 atunci cînd amplitudinea sa este mai mare decît tensiunea de ieşire.

Pentru a obţine performanţe bune, în domeniul impulsurilor de scurtă durată, s-a folosit pentru transistorul T_1 un transistor de comutaţie. Acest transistor, fiind de înaltă

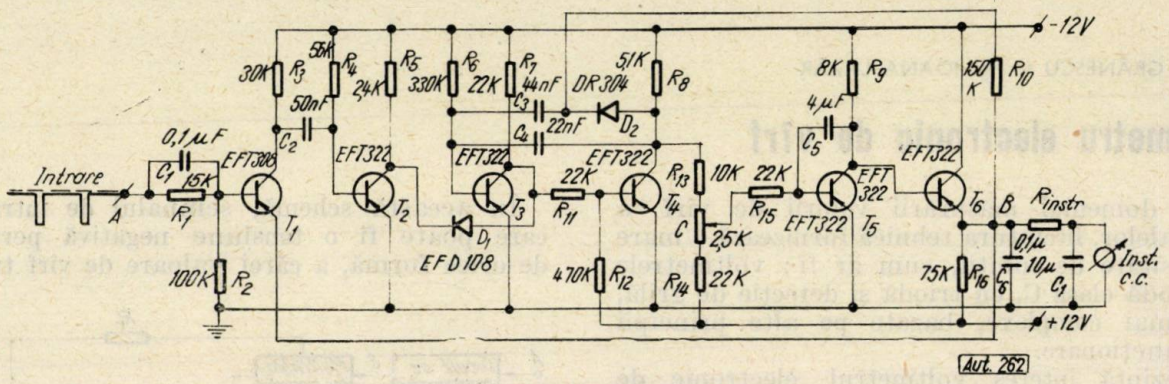


Fig. 2. Schema electrică.

recvenţă, are o capacitate a joncţiunii bază-emitor mică, deci va şunta mai puţin semnalul de intrare.

Condensatoarele C_1 şi C_6 au rolul de a şunta rezistenţa R_1, respectiv rezistenţa de ieşire a transistorului repetor T_6, astfel ca întreaga valoare a impulsului tensiunii de semnal să apară pe joncţiunea emitor-bază a comparatorului T_1.

Capacităţile C_1 şi C_6 au o valoare mult mai mare decît cea a joncţiunii emitor-bază a transistorului T_1.

Pentru a asigura sensibilitatea comparatorului, transistorul T_1 are în colector o rezistenţă mare.

Comanda multivibratorului monostabil este realizată prin transistorul T_2, care este normal în stare de conducţie la saturaţie şi are rolul de amplificare a comenzii.

La deblocarea transistorului T_1, transistorul T_2 se blochează şi comandă multivibratorul monostabil realizat cu transistoarele T_3 şi T_4. Transistorul T_3 este normal în conducţie, iar T_4 este normal blocat.

Rezistenţa de colector a lui T_2 este mult mai mică decît rezistenţa de colector a lui T_3, astfel încît la blocarea lui T_2 cele două rezistenţe apar în paralel; prin dioda cu germaniu D_1, T_3 este scos din regimul de saturaţie, ceea ce duce la basculareа multivibratorului monostabil.

Impulsurile multivibratorului monostabil sînt integrate în integratorul format de transistorul T_5 avînd constanta de integrare $R_{15}C_5$.

Cînd transistorul T_4 trece de la blocare la conducţie, potenţialul punctului C trece de la valoarea negativă de $-1{,}5$ V la valoarea pozitivă de $+3$ V.

Tensiunea de la ieşirea integratorului se aplică unui repetor pe emitor şi este măsurată cu un instrument de curent continuu.

Dacă valoarea semnalului negativ de la intrare este mai mare decît valoarea tensiunii de ieşire, circuitul de comparaţie acţionează multivibatorul monostabil, iar acesta din urmă acţionează asupra integratorului.

Dacă tensiunea de ieşire depăşeşte valoarea de vîrf a semnalului de intrare, circuitul de comparaţie se blochează, multivibratorul nu mai este acţionat, iar circuitul integrator se descarcă pînă cînd tensiunea de ieşire scade sub valoarea de vîrf a semnalului de intrare, moment în care aceasta poate din nou să acţioneze comparatorul (fig. 3). În acest mod, tensiunea de ieşire, oscilează lent în jurul valorii de vîrf a tensiunii de intrare, cu o bună precizie.

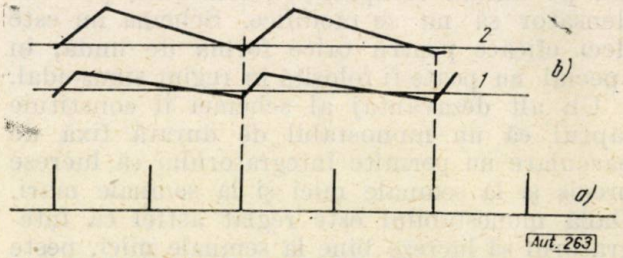


Fig. 3. Impulsurile de intrare (a) şi semnalul în colectorul lui T_5 pentru două valori diferite ale impulsului la intrare (b).

Pentru ca precizia mărimii de ieşire să fie maximă trebuie să se acţioneze asupra integratorului astfel încît acesta să integreze aproximativ proporţional cu valoarea semnalului, ceea ce impune pentru multivibratorul monostabil o durată de basculare variabilă. Pentru aceasta, pe lîngă constanta de basculare normală dată de C_4R_6, se introduce o constantă de timp suplimentară dată de circuitul format de D_2, R_{10} şi C_3.

Dioda D_2 este o diodă cu Si deoarece ea trebuie să prezinte o rezistenţă mare de blocare pentru ca C_3 să se încarce la tensiunea de ieşire prin R_{10} şi nu din coolectorul transistorului T_4. Rezistenţa R_{10} are o valoare mare pentru a nu şunta impedanţa de ieşire.

La acţionarea multivibratorului monostabil, condensatorul C_4 începe să se descarce pe rezistenţa R_6. Cînd tensiunea pe C_4 scade sub valoarea tensiunii pe C_3, dioada D_2 se deschide şi cele două condensatoare apar în paralel, mărind durata de basculare a multivibratorului monostabil.

În figura 4 sînt date formele de undă ale semnalului în colectorul transistorului T_4 şi în baza transistorului T_3, pentru două valori diferite ale semnalului de intrare.

Se observă că, la valori mai mari ale semnalului de intrare, durata de basculare creşte.

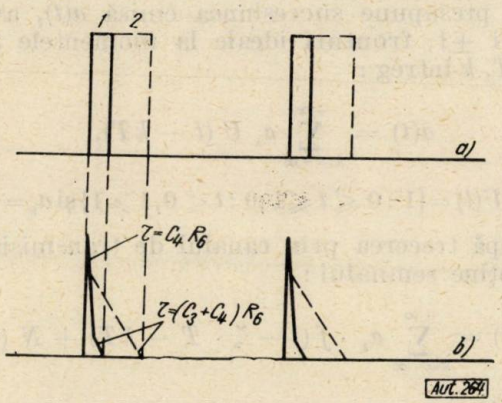


Fig. 4. a) Forma semnalului în colectorul T_4; b) forma semnalului în baza T_3. 1 corespunde la un semnal de intrare mai mic.

Din figura 4, b se vede că la început descărcarea se face cu o constantă de timp mică C_4R_6, iar la un anumit nivel, dat de valoarea tensiunii de ieşire, constanta de timp se modifică şi devine $(C_4 + C_3)\ R_6$.

2. Performanţe

Schema prezentată lucrează corect la orice valoare de semnal, atît în regim de impuls, cît şi în regim sinusoidal sau deformat.

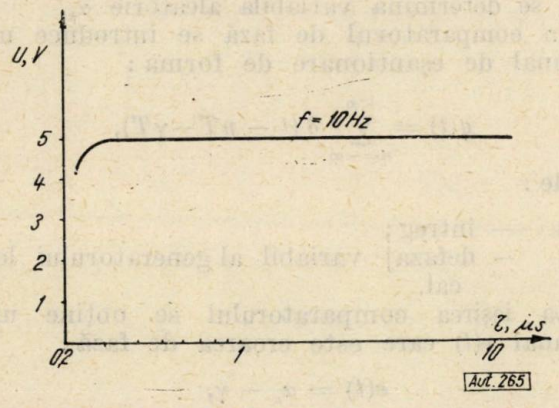


Fig. 5. Dependenţa tensiunii de ieşire de durata impulsului.

În figura 5 este dată curba de variaţie a tensiunii de ieşire funcţie de durata impulsurilor aplicate la intrare, pentru o frecvenţă de repetiţie de 10 Hz. Pentru durate de impuls mai mici decît 0,3 μs, indicaţia voltmetrului începe să scadă.

Schema este insensibilă la variaţia perioadei de repetiţie a impulsurilor. Valoarea maximă a perioadei de repetiţie la care a fost verificată funcţionarea corectă a schemei este de 100 ms, iar durata impulsului de 0,3 μs, deci un factor de umplere mai bun decît $3 \cdot 10^5$ (definit ca raportul dintre perioada de repetiţie a impulsurilor şi durata lor).

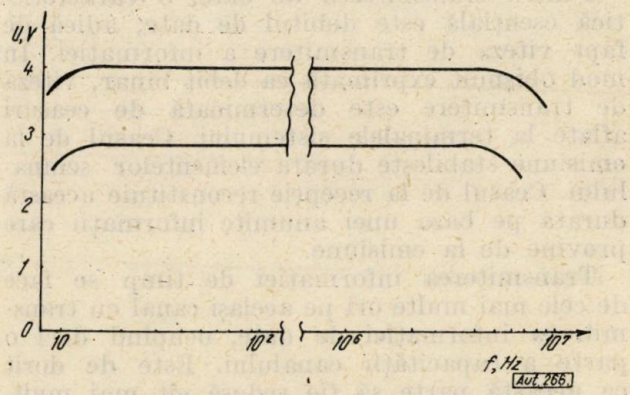


Fig. 6. Caracteristica de frecvenţă.

În figura 6 este caracteristica de frecvenţă a voltmetrului, ridicată în regim sinusoidal. Se vede că tensiunea de ieşire este constantă în gama de frecvenţă 15 Hz — $5 \cdot 10^6$ Hz.

3. Concluzii

Voltmetrul electronic de vîrf, aşa cum este conceput, poate servi la măsurarea valorii de vîrf a semnalelor, atît în regim de impuls, cît şi sinusoidal sau deformat.

Semnalul a cărui valoare de vîrf se măsoară poate fi periodic sau aleatoriu, dar în acest caz se impune ca durata dintre două semnale succesive să fie mai mică decît 100 ms.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mac Kenzie, R. P. *Novel design peak voltmeter*) In: Electronics, 33, nr. 25, 1960.

[2] Tănăsescu, T. *Circuite cu tranzistoare.*

[3] Felea, I. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Bucureşti Editura tehnică, 1964.

Ing. E. WEISSMANN

Sistem de sincronizare utilizînd tranziţiile între simboluri

Pentru transmiterea de date, o caracteristică esenţială este debitul de date, adică de fapt viteza de transmitere a informaţiei. În mod obişnuit exprimată ca debit binar, viteza de transmitere este determinată de ceasuri aflate la terminalele sistemului. Ceasul de la emisiune stabileşte durata elementelor semnalului. Ceasul de la recepţie reconstituie această durată pe baza unei anumite informaţii care provine de la emisiune.

Transmiterea informaţiei de timp se face de cele mai multe ori pe acelaşi canal cu transmiterea informaţiei de date, ocupînd deci o parte a capacităţii canalului. Este de dorit ca această parte să fie redusă cît mai mult.

Un procedeu deosebit de economic este cel care foloseşte informaţia de timp cuprinsă implicit în semnalul binar, şi anume prin tranziţiile dintre elementele de semnal. Acest procedeu este folosit şi în sistemele telex (start-stop) care cuprind însă simboluri suplimentare destinate sincronizării.

În sistemele sincrone aceste simboluri pot lipsi, fiind necesar în schimb să se impună restricţii asupra codurilor transmise. De pildă, se indică un număr maxim m de elemente de de semnal succesive fără tranziţii între ele.

În cele ce urmează se descrie un sistem de sincronizare care poate fi utilizat în transmiterea de date. Sistemul a fost utilizat pentru sincronizarea aparaturii pentru măsurători asupra erorilor în transmiterea discretă.

1. Sistemul de sincronizare

Dispozitivul care realizează sincronizarea ceasului de la recepţie, adică refacerea debitului binar, cuprinde un oscilator local, un element care verifică coincidenţa dintre tranziţiile acestui oscilator şi cele ale datelor recepţionate şi un element care modifică frecvenţa oscilatorului local pentru a asigura coincidenţa amintită.

Schema de sincronizare este dată în figura 1.

Se presupune succesiunea emisă $a(t)$, avînd valori ± 1, fronturi ideale la momentele $t_k = kT$, k întreg:

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \, U(t - kT),$$

unde $U(t) = \{1 : 0 \leqslant t \leqslant 1 \,;\, 0 : t < 0, t \geqslant 1\}$ şi $a_k = \pm 1$.

După trecerea prin canalul de transmisiune, se obţine semnalul:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot f(t - \zeta \cdot T - kT) + N(t),$$

unde:

$f(t)$, răspunsul canalului la $U(t)$, reprezintă efectul de distorsionare a semnalului pe canal:

$\zeta(t)$ — o variabilă aleatorie cu $|\zeta| < 0{,}5$, care reprezintă fluctuaţiile de întîrziere ale liniei;

$N(t)$ — zgomotul aditiv raportat la intrarea receptorului.

Detectorul de tranziţii stabileşte trecerea prin zero a lui $S(t)$:

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k f(t - \zeta \cdot T - kT) + N(t) = 0.$$

Notînd $t = kT + \alpha_k T$, din rezolvarea ecuaţiei se determină variabila aleatorie α_k.

În comparatorul de fază se introduce un semnal de eşantionare de forma:

$$q(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT - \gamma T),$$

unde:

n — întreg;

γ — defazaj variabil al generatorului local.

La ieşirea comparatorului se obţine un semnal $e(t)$ care este eroarea de fază:

$$e(t) = \alpha_k - \gamma,$$

iar la ieşirea elementului de corecţie se obţine

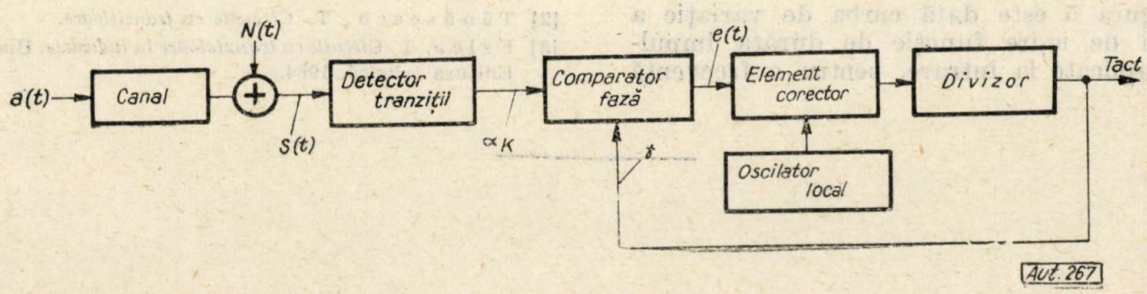


Fig. 1

semnalul de corecţie a frecvenţei oscilatorului local:

$$c(t) = c' \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \beta_k \cdot g(\alpha_k - \gamma) \cdot \delta(t - kT),$$

unde β_k este o variabilă aleatorie cu valori: 1 dacă la t_k are loc o tranziţie şi 0 în cazul contrar.

Faza γ a semnalului de eşantionare este determinată de alunecarea de frecvenţă unitară a oscilatorului local $\Delta f/f$, de fluctuaţiile lui de frecvenţă φ şi de corecţia produsă de $e(t)$;

$$\gamma = \int_0^t c(t)\,dt + \varphi(t) - \Delta f \cdot t =$$

$$= c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_l \cdot g(\alpha_l - \gamma) + \varphi(t) - \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t}{T};$$

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c' \cdot \beta_k \cdot g\left\{\alpha_k - c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_k \cdot g(\alpha_l - \gamma) - \right.$$

$$\left. - \varphi(t) + \frac{\Delta f}{f} \cdot \frac{t}{T}\right\} \cdot \delta(t - kT).$$

Pentru $T = 1$ şi $t = k$ rezultă:

$$e(k) = \beta_k \cdot g\left[\alpha_k - c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_l \cdot g(\alpha_l - \gamma) - \varphi(k) + \right.$$

$$\left. + \frac{\Delta f}{f} \cdot k\right] \cdot c';$$

$$e(k) = \left[\alpha_k - c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_l \cdot g(\alpha_l - \gamma) - \varphi(k) + \right.$$

$$\left. + \frac{\Delta f}{f} \cdot k\right].$$

Pentru funcţia $g(e)$ se pot folosi funcţia proporţională, sign etc.

În cazul aparaturii de măsură realizate s-a folosit $g(e) = \text{sign } e$, adică:

$$e(k) = \alpha_k - c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_e \cdot \text{sign } e(l) - \varphi(k) + \frac{\Delta f}{f} \cdot k.$$

Schema echivalentă de reglaj este dată în figura 2.

α_k şi β_l sînt determinate de structura semnalului transmis şi de caracteristicile canalului, Δf, şi φ sînt determinate de caracteristicile

Schema din figura 2 poate fi folosită pentru modelarea sistemului de sincronizare. În acest caz, mărimile α_k, β_k şi Δf, φ_k se obţin, respectiv, din modelul canalului de transmisiune şi din modelul oscilatorului local.

2. Aprecieri asupra sistemului de sincronizare

Sistemul de sincronizare descris este un sistem de urmărire de tip releu, cu funcţionare în impulsuri, şi anume în momentele caracteristice ale semnalului recepţionat. Poziţia acestor momente este dată de variabila aleatorie β_k. Elementul de integrare figurat în schemă rezultă din faptul că acţiunea de corecţie se aplică frecvenţei, iar mărimea reglată, faza, este integrala frecvenţei.

Funcţionarea sistemului este în general autooscilantă, amplitudinea oscilaţiei fiind determinată atît de factorul de corecţie c' cît şi de caracteristicile obiectului reglat. Caracterul autooscilant reduce dependenţa procesului de reglaj faţă de comportarea obiectului reglat şi, în special, de β_k şi α_k. Variabila aleatorie α_k reprezintă poziţia în timp a fronturilor semnalului recepţionat şi format. Distribuţia ei este influenţată de distorsiunile caracteristice introduse de canal şi de perturbaţii.

Spre deosebire de distribuţia în timp a distorsiunilor caracteristice care se poate aproxima printr-o distribuţie gaussiană a deviaţiilor faţă de momentele caracteristice ideale, perturbaţiile, în special în impulsuri şi de întreruperi, au o distribuţie în timp care se poate aproxima prin distribuţia uniformă. În acest caz, folosirea funcţiei $g(e)$ liniară este dezavantajoasă deoarece poate duce la corecţii prea mari şi deci la distorsiuni prea mari. Este de preferat funcţia $g(e) = \text{sign } e$ a cărei corecţie este constantă şi care a fost aleasă în cazul de faţă.

Condiţia de sincronizare (egalitatea frecvenţelor) este în medie:

$$\widetilde{\Delta e}_k = 0 \text{ sau } \widetilde{\Delta \alpha}_k - \Delta\left[c' \sum_{l=0}^{k-1} \beta_l \text{ sign } (\alpha_l - \gamma)\right] -$$

$$- \widetilde{\Delta \varphi(k)} + \frac{\Delta f}{f} = 0,$$

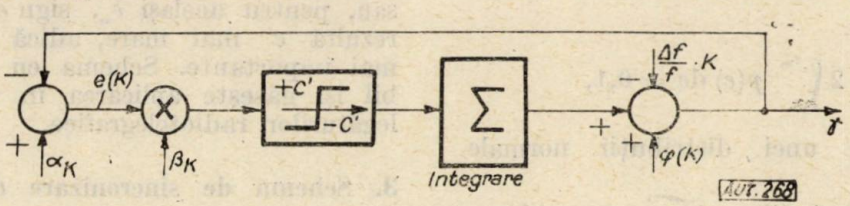


Fig. 2

oscilatorului local şi a celui de la emisiune; γ reprezintă faza semnalului de tact local şi totodată faza semnalului de test pentru recunoaşterea bitului recepţionat.

unde:

$$\Delta x_k = x_k - x_{k-1} \text{ şi } \widetilde{x}_k = \lim_{k \to \infty} \frac{1}{k} \sum_{l=0}^{k} x_e.$$

Presupunînd fenomenele staţionare, rezultă:

$$\frac{\Delta f}{f} - c' \cdot \widetilde{\operatorname{sign} e_k} \cdot \widetilde{\beta}_k = 0.$$

Notînd prin $p(e)$ densitatea distribuţiei de probabilitate a fluctuaţiilor $(e - e_m)$ ale semnalului de eroare şi cu e_m valoarea medie a erorii (fig. 3,*a*), rezultă cu o precizie bună pentru $|e_m| < 0{,}5$:

$$\widetilde{\operatorname{sign} e} = \int_0^{0{,}5} de \cdot p(e - e_m) - \int_{-0{,}5}^{0} + \int_{-1}^{-0{,}5} - \int_{0{,}5}^{1}$$

în perioada de sincronizare, şi aproximativ:

$$\widetilde{\operatorname{sign} e} = \int_0^{0{,}5} - \int_{-0{,}5}^{0} \cong \int_{-e_m}^{\infty} p(e)\, de - \int_{-\infty}^{-e_m} p(e)\, de$$

în apropierea sincronismului; în cazul unei distribuţii simetrice:

$$\widetilde{\operatorname{sign} e} \cong 2 \int_0^{e_m} p(e)\, de.$$

Dependenţa lui $\widetilde{\operatorname{sign} e}$ de e_m se apropie cu atît mai mult de forma rectangulară cu cît dispersia distribuţiei $p(e)$ este mai mică (fig.3*b*).

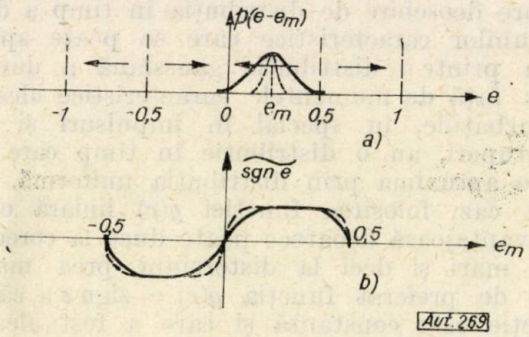


Fig. 3

Din condiţia de sincronizare rezultă că, dacă $|\Delta f/f| \neq 0$ şi $\widetilde{\operatorname{sign} e} \neq 0$, atunci şi $e_m \neq 0$, adică există un defazaj mediu între tranziţiile semnalului recepţionat şi tactul local.

Pentru $\widetilde{\beta}_k = 0{,}5$; $\Delta f/f = 10^{-3}$; $c' = 2 \cdot 10^{-2}$ rezultă:

$$|\widetilde{\operatorname{sing} e}| = 2 \int_0^{e_m} p(e)\, de = 0{,}1,$$

ceea ce în cazul unei distribuţii normale dă $e_m \cong 0{,}13\,\sigma_e$.

În absenţa distorsiunilor, $\widetilde{\operatorname{sign} e}$ are valoare aproape constantă $(= 1)$ şi, în acest caz, se poate evalua durata resincronizării prin:

$$t_{\text{sin}} = \frac{e_0 \cdot T}{(\Delta f/f) + c' \cdot \widetilde{\beta}_k}.$$

Admiţînd defazajul iniţial maxim e_0 de 0,5, se obţine:

$$t_{\text{sin max}} = \frac{T}{2[c' \cdot |\widetilde{\beta}_k|_{min} - |\Delta f/f|_{max}]}.$$

Dacă există distorsiuni, în apropierea valorilor $e_0 = 0$ şi $e_0 = 0{,}5$, $|\widetilde{\operatorname{sign} e}| < 1$ şi viteza de sincronizare se micşorează. Faptul este supărător numai în jurul valorii $e_0 = 0{,}5$, deoarece în jurul lui $e_0 = 0$ sincronizarea poate fi considerată ca realizată.

Pentru determinarea sistemului de sincronizare este necesar să se stabilească valoarea lui c', pasul de corecţie.

Dacă se cunosc $(\Delta f/f)_{max}$, $p(e)$, $e_{m\,max}$ şi $\beta_{k\,min}$, se determină:

$$\widetilde{\operatorname{sign} e}_{max} \cong \left| \int_{-e_{m\,max}}^{\infty} p(e)\, de - \int_{-\infty}^{-e_{m\,max}} p(e)\, de \right|;$$

$$c' \geqslant \frac{|\Delta f/f|_{max}}{\widetilde{\beta}_{k\,min} |\operatorname{sign} e|_{max}}.$$

Urmează să se precizeze valoarea lui c' dacă se impune timpul de resincronizare maxim.

În cazul în care corecţia se face prin modificarea cu ± 1 a raportului de divizare al unui divizor de frecvenţă comandat, rezultă raportul de divizare n:

$$n = 1/c'.$$

Schema de sincronizare care foloseşte şi un registru reversibil înaintea operaţiei de corecţie corespunde unei scheme de reglaj cu releu cu zonă de insensibilitate. Zona de insensibilitate produce o creştere a deviaţiei medii de fază:

$$\widetilde{\operatorname{sign} e} \cong \int_{-\infty}^{e_m - kc'} p(e)\, de - \int_{e_m + kc'}^{\infty} p(e)\, de =$$

$$= 2 \int_0^{e_m} p(e)\, de - \left[\int_{e_m - kc'}^{e_m} - \int_{e_m}^{e_m + kc'} \right],$$

unde $2.k.c'$ este lăţimea zonei de insensibilitate.

Deci pentru c' constant rezultă e_m mai mare sau, pentru acelaşi e_m, $\widetilde{\operatorname{sign} e}$ se micşorează şi rezultă c' mai mare, adică corecţiile devin mai importante. Schema cu registru reversibil îşi găseşte aplicarea în special în cazul legăturilor radiotelegrafice.

3. Schema de sincronizare de bit elaborată

Ţinînd seamă de cele de mai sus, sistemul de corecţie ales a fost de tip releu cu divizor reglabil.

Schema bloc a sincronizării este prezentată în figura 4.

Generatorul cu cuarţ are o stabilitate de $2 \cdot 10^{-4}$, suficientă pentru ca instabilitatea relativă emisiune-recepţie să nu depăşească $1 \cdot 10^{-3}$. Frecvenţa cea mai înaltă de tact

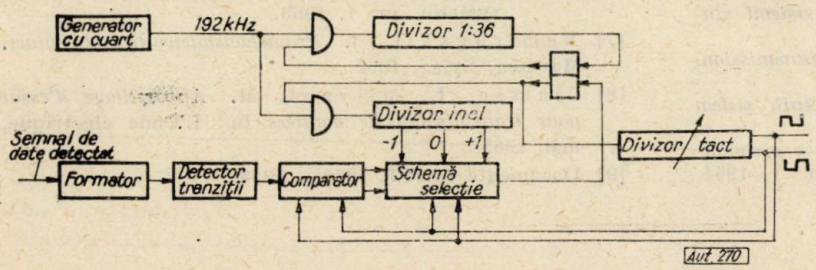


Fig. 4

pentru date, 4 800 Hz, se obţine din frecvenţa de 192 kHz, prin divizare cu 40. Cu ajutorul schemei de selecţie, raportul de divizare poate fi modificat la 39 şi 41 sau la 39,5 şi 40,5. Aceste modificări corespund unor corecţii elementare de 2,5% şi, respectiv, 1,25%. Corecţia se produce numai în intervalul elementar următor unei tranziţii a semnalului de intrare şi, pentru protecţie suplimentară împotriva perturbaţiilor, nu se poate produce mai mult decît o corecţie într-un interval elementar. În absenţa tranziţiilor, raportul de divizare se menţine la 40. Aşa cum este realizată, schema are aceleaşi performanţe indiferent de viteza de manipulare aleasă.

În aparatura de măsură: $\tilde{\beta}_{k\,min} = 0{,}2$; $\left|\frac{\Delta f}{f}\right|_{max} \cong$ $\cong 10^{-3}$ şi se evaluează: $\widetilde{|\text{signe}|}_{max} = 0{,}4 \ldots 1$, de unde rezultă un pas al corecţiei c' între 1% şi 2,5%. În cele mai multe cazuri este suficient $c' = 1{,}25\%$ ţinînd seamă că β_k este apropiat de 0,5 în cazul semnalelor pseudoaleatorii şi că $\left|\frac{\Delta f}{f}\right|_{max}$ nu depăşeşte de fapt valoarea $0{,}5 \cdot 10^{-3}$.

Efectul acestor corecţii asupra distorsiunii globale la recepţie nu este prea important (de ordinul a 2 — 3%) şi, în plus, tinde să compenseze efectul distorsiunii introduse de canal. Mai important este efectul defazajului mediu e_m care poate impune deplasarea impulsului de test local faţă de poziţia de mijloc, aşa încît să se obţină rezerve maxime la recunoaşterea bitului.

În cazul succesiunii pseudoaleatorii se obţine o durată maximă de atingere a sincronismului de $\cong 95$ T pentru $c' \cong 1{,}25\%$ şi de 44 T pentru $c' = 2{,}5\%$. În cazul $\beta_k = 0{,}2$ şi $c' = 2{,}5\%$, se obţine o durată de aproximativ 125 T. Deşi această din urmă valoare este mare, ea este totuşi acceptabilă pentru scopurile de măsură de lungă durată. În cazul transmisiunilor de date însă este necesară o viteză de sincronizare mai mare care se poate obţine cel mai bine introducînd un pas de corecţie variabil, şi anume; mare pentru defazaje $e < 0{,}25$ şi normal pentru $e > 0{,}25$. Valoarea pasului mare este limitată de posibilitatea unor corecţii false datorite perturbaţiilor, la valori între 5 şi 10%, care în cazul unor distorsiuni nu prea mari reduc totuşi sensibil durata de sincronizare.

Este utilă, însă nu deosebit de eficace şi micşorarea lui $\frac{\Delta f}{f}$ la valori nedepăşind 10^{-4}.

În sfîrşit în cazul unor distorsiuni la recepţie uzuale de cel puţin 10 — 15%, este acceptabil şi un pas de corecţie constant de 5—6% care, fără a influenţa negativ recepţia, accelerează resincronizarea, obţinîndu-se $t_{\text{sin}\,max} = 20$ T în cazul mesajului 1 :1.

4. Realizarea schemei de sincronizare

Schema folosită în aparatura de măsură cuprinde un oscilator cu cuarţ în montaj serie şi scheme de formare care produc impulsuri cu frecvenţa de 192 kHz. Divizorul 1 :36 este format din conectarea succesivă a unor divizoare 1 :2 1 :2, 1 :3 şi 1 :3. După numărarea a 36 de impulsuri, se conectează un numărător în inel cu cinci poziţii cu prize la treptele 3, 4 şi 5, corespunzătoare numărării a respectiv 39, 40 şi 41 de impulsuri. În funcţie de rezultatul comparării de fază (sign e), reluarea numărării are loc după 39, 40 sau 41 de impulsuri. Revenirea la divizarea cu 40 are loc după fiecare interval elementar şi raportul rămîne neschimbat în absenţa tranziţiilor.

Schema de sincronizare este realizată pe patru plăci universale de tip UNILOG. În plus, două plăci constituie divizorul de frecvenţă cu raport variabil al generatorului de tact al aparaturii.

5. Concluzii

În legătură cu elaborarea unei aparaturi de măsură asupra transmisiunilor discrete s-a analizat modul de realizare a sincronizării de bit prin extragerea ei din mesajul recepţionat.

S-a analizat sistemul de urmărire a fazei pentru obţinerea unei scheme echivalente destinate modelării sistemului. Pe baza analizei făcute s-au discutat caracteristicile sistemului, arătîndu-se calităţile sale pentru aplicaţia respectivă, şi s-au indicat criteriile de determinare a parametrilor principali. Schema elaborată şi realizată, ai cărei parametri sînt indicaţi, poate fi folosită şi pentru sisteme de transmitere a datelor. Se indică felul în care

se poate acţiona asupra parametrilor schemei pentru a modifica performanţele în sensul dorit.

BIBLIOGRAFIE

[1] Buhviner, V. E. *Rasciot diskretnoi sistemi sinhronizaţii.* In: Electrosviaz, nr. 6, 1962.
[2] Bennett, W. R., Davey, I. *Data transmission.* New York, McGraw Hill, 1965.
[3] Romanovskii, M. I. *Analiz diskretnîh sistem sinhronozaţii.* In: Electrosviaz, nr. 6, 1966.
[4] Buhviner, V. E. *Sistema sinhronizaţii s postoiannoi ciastotoi podstroiki.* In: Electrosviaz, nr. 1, 1964.
[5] Saltzburg, B. *Timing recovery for synchronous binary data transmission.* In: Bell system techn. journal, martie, 1967.
[6] Golomb, Davey, Reed, Van Trees, Stuffler, *Synchronization.* In: IIEEE trans. comm. systems, nr. 4, 1963.
[7] Nemirovskii, I. *Promehoustoicivosti radiosviazi.* Moscova, Sviaz, 1962.
[8] Claisse, I., Mitrani, M. *Appareillage d'essai pour transmission de données.* In: L'Onde électrique, mai, 1965.
[9] Documente CCITT, 1964 — 1968.

Ing. D. BELOIU

Metode de comparare a două numere binare

Necesitatea comparării a două numere apare ori de cîte ori se ia o decizie în urma comparării a două mărimi A şi B. Mărimile A şi B se scriu în binar pentru a putea fi prelucrate cu ajutorul calculatoarelor numerice. Astfel de exemple pot fi:

1. Necesitatea unei comparări între A şi B apare de multe ori în urma unui algoritm de calcul, cînd se ia o decizie sau alta în funcţie de compararea celor două numere. Astfel în algoritmul de extragere de rădăcină pătrată după o metodă iterativă, calculul se opreşte cînd eroarea a atins o limită dată.

2. De asemenea, într-un procedeu de reglare numerică mărimea reglată este continuu comparată cu o mărime de decizie.

3. Compararea a două numere A şi B scrise binar poate avea loc şi într-un proces de sortare şi selectare a datelor.

4. Compararea mai poate avea loc în cazul zonelor protejate de memorie, într-un calculator numeric. Astfel la calculatorul DACICC —200, memoria este împărţită în zone de cîte 512 cuvinte. Ori de cîte ori se face o apelare în altă zonă decît cea a programului, se face o întrerupere la unitatea centrală.

Rapiditatea comparării este necesară în procese on-linie în timp real sau în algoritme de prelucrare rapidă a datelor.

În lucrare se analizează compararea a două numere binare şi se indică două metode din punctul de vedere al vitezei comparatoarelor.

Metode de comparare a două numere binare

Numerele A şi B, care reprezintă două mărimi care se compară, sînt scrise în binar. Ele satisfac o relaţie de ordine.

Dacă se scriu binar cele două numere A şi B cu $n + 1$ bit, rezultă:

$$A = A_n 2^n + A_{n-1} 2^{n-1} + \ldots + A_1 2^1 + A_0 2^0;$$

$$B = B_n 2^n + B_{n-1} 2^{n-1} + \ldots + B_1 2^1 + B_0 2^0,$$

în care bitul cel mai semnificativ are rangul n, iar A_i şi B_i iau valoarea 1 sau 0.

Compararea dintre A şi B se poate face fie prin scădere, fie examinînd pe rînd ordinele A_i şi B_i pentru $i = n, n-1, \ldots, k, \ldots, 1$, în ordinea de la stînga la dreapta.

Metoda scăderii

În acest caz, pentru a compara cele două numere se face scăderea şi se analizează rezultatul.

Astfel în figura 1 sînt, pentru $A - B = R$, trei cazuri:

1. $A > B$, dacă $R > 0$;
2. $A = B$, dacă $R = 0$;
3. $A < B$, dacă $R < 0$.

Această metodă utilizează un sumator complet care, pentru a fi rapid, trebuie să fie paralel şi să aibă o logică adecvată pentru propagarea transportului.

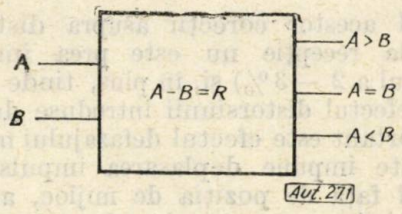


Fig. 1

În plus, compararea se face analizînd semnul rezultatului, deci timpul necesar pentru comparare rezultă din timpul necesar pentru stabilirea transportului pe toate ordinele binare ale sumatorului.

Dacă sumatorul este sincron, testarea semnului, deci decizia de comparaţie, se face după un timp care ţine seamă de propagarea transportului pe toată lungimea sumatorului. Acest timp este egal cu nt, unde n este numărul de ordine binare iar t — întîrzierea realizată de propagarea transportului pe un ordin.

Dacă sumatorul este asincron, timpul pentru stabilirea transportului nu mai este timpul maxim ci timpul mediu statistic, considerînd că transportul poate fi generat la orice ordin, în ordinea de la dreapta la stînga.

Burkes, Goldstine şi Von Neumann [1] au arătat că, pentru 40 de ranguri, o durată medie de stabilire a transportului este de 5, 6 ranguri.

Deci un sumator asincron realizează compararea mai rapid. Dar sumatorul devine mai scump pentru că are în plus circuite de „recunoaştere" a terminării propagării.

Metoda comparării prin examinarea bitului celui mai semnificativ

Fie deci cele două numere A şi B:

$$A = A_n 2^n + A_{n-1} 2^{n-1} + \ldots + A_1 2^1 + A_0 2^0;$$

$$B = B_n 2^n + B_{n-1} 2^{n-1} + \ldots + B_1 2^1 + B_0 2^0.$$

Dacă se examinează pe rînd ordinele A_i B_i începînd din stînga, se găseşte:

$A_i = B_i$ pentru $i = n, n-1 \ldots i, k = 1, k+1 \ldots 1$

şi dacă $A_k > B_k$ pentru $k \neq i$, atunci $A > B$' iar dacă $A_k < B_k$ pentru $k \neq i$, atunci $A < B$. Deci metoda constă în căutarea necoincidenţei a doi biţi din cele două numere.

Căutarea se face de la stînga la dreapta şi se opreşte la bitul de rang k care satisface relaţia de comparare căutată, deoarece dacă:

$$A_k < B_k \text{ şi } A_i = B_i \text{ pentru } i \neq k,\ i > k,$$

atunci $A < B$ şi examinarea celorlalte ordine nu mai este importantă, ele fiind mai puţin semnificative.

La fel pentru cazul $A_k > B_k$ şi $A_i = B_i$ pentru $i \neq k$, $i > k$, cînd se caută dacă $A > B$.

Examinarea de la stînga la dreapta se poate face cîte un bit sau în grupe de 2, 3 sau mai mulţi biţi, dacă se urmăreşte să se facă mai puţine examinări, deci compararea să fie mai rapidă.

În continuare se examinează această problemă.

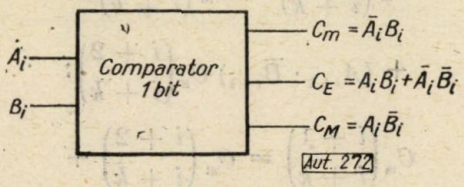


Fig. 2

Examinarea de la stînga la dreapta, cîte un bit. În figura 2, dacă se compară doi biţi A_i, B_i, rezultă trei cazuri:

1. $A < B$, dacă $C_m = \overline{A} \cdot B$ (ŞI logic);
2. $A = B$, dacă $C_E = AB + \overline{A}\overline{B}$ (coincidenţă);
3. $A > B$, dacă $C_M = A.\overline{B}$.

Aceste relaţii se descriu şi cu tabela 1 care reprezintă patru cazuri, dintre care doar trei cazuri sînt tipice.

Examinarea începe de la bitul cel mai semnificativ şi încetează de îndată ce se găseşte

Tabela 1

A_i \ B_i	0	1
0	$A_i = B_i$	$A_i > B_i$
1	$A_i < B_i$	$A_i = B_i$

cazul 1 sau 3, după cum se caută a se vedea dacă $A < B$ sau $A > B$.

Examinarea a doi biţi. Dacă cele două numere se examinează pe grupe de doi biţi, simultan, viteza comparării creşte. Dar în acest caz logica este mai complicată, fiind vorba de $2^4 = 16$ alternative.

Aceste alternative sînt descrise în tabela 2. În tabelă s-a notat cu C_M funcţia $A > B$, cu C_E funcţia $A = B$, şi cu C_m funcţia $A < B$.

Tabela 2

$A_{i+1}A_i$ \ $B_{i+1}B_i$	00	01	11	10
00	=	<	<	<
01	>	=	<	<
11	>	>	=	>
10	>	>	<	=

A_{i+1} — A_i — B_{i+1} — B_i

Din tabela 2 se observă că sînt şase cazuri pentru $A > B$, dar numai două cazuri sînt tipice, şase cazuri pentru $A < B$, dar numai două tipice, şi patru cazuri pentru $A = B$, dar numai un caz este tipic. Tabela este alcătuită pentru A şi B scrise cu doi biţi.

Din tabela 2, scrisă sub forma diagramei Karnaugh, rezultă următoarele formule logice:

$$C_M = (A_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}) + (\overline{A}_{i+1} \cdot A_i \cdot \overline{B}_{i+1} \cdot \overline{B}_i) + (A_{i+1} \cdot A_i \cdot B_{i+1} \cdot \overline{B}_i) = (A_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}) + (A_i \cdot \overline{B}_i)(\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1});$$

$$C_E = (A_{i+1} \cdot B_{i+1} + \overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1})(A_i \cdot B_i + \overline{A}_i \cdot \overline{B})_i;$$

$$C_m = (\overline{A}_{i+1} \cdot B_{i+1}) + (\overline{B}_{i+1} \cdot B_i \cdot \overline{A}_{i+1} \cdot \overline{A}_i) + (\overline{A}_i \cdot A_{i+1} \cdot B_i \cdot B_{i+1}) = (\overline{A}_{i+1} \cdot B_{i+1}) + (\overline{A}_i \cdot B_i)(A_{i+1}B_{i+1} + \overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}).$$

Se pot scrie termenii din formula C_m şi sub forma din tabela 3; se observă coincidenţa cu tabela împrumutului la scăderea celor două numere $A - B$.

Deci comparatorul în acest caz poate fi realizat cu circuite de propagare a transportului de la sumatoarele paralele.

Examinarea începe cu grupa cea mai din stînga şi se opreşte cînd se găseşte o grupă

Tabela 3

Caz	A_{i+1}	B_{i+1}	$A_i < B_i$	C_m	Termen
0	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	$\bar{A}_{i+1}\bar{A}_i\bar{B}_{i+1}B_i$
2	0	1	0	1	$\bar{A}_{i+1}B_{i+1}$
3	0	1	1	1	
4	1	0	0	0	
5	1	0	1	0	
6	1	1	0	0	
7	1	1	1	1	$A_{i+1}B_{i+1}\bar{A}_iB_i$

la care $C_M = 1$, respectiv $C_m = 1$, după cum se urmăreşte să se vadă dacă $A > B$ sau $A < B$.

Examinarea a trei biţi. În acest caz, pentru a analiza cele $2^6 = 64$ de cazuri, se întocmeşte diagrama Karnaugh din tabela 4.

Tabela 4

	$B_{i+1}B_iB_{i-1}$ / $A_{i+1}A_iA_{i-1}$	000	001	011	010	110	111	101	100
		0	1	3	2	6	7	5	4
0	000	=	<	<	<	<	<	<	<
8	001	>	=	<	<	<	<	<	<
24	011	>	>	=	<	<	<	<	<
16	010	>	>		=	<	<	<	<
48	110	>	>	>	>	=	<	>	>
56	111	>	>	>	>	>	=	>	>
40	101	>	>	>	>	<	<	=	
32	100	>	>	>	>	<	<	>	=

A_{i-1}, A_i, A_{i-1}, A_{i+1}; B_{i-1}, B_i, B_{i-1}, B_{i+1}

Din tabela 4 se disting 28 de cazuri pentru $A > B$ din care doar trei sînt tipice, 28 de cazuri pentru $A < B$, din care doar trei tipice, şi opt cazuri pentru $A = B$ din care doar un caz tipic.

Rezultă deci formulele:

$$C_M = (A_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}) + (\overline{A}_{i+1} \cdot A_i \cdot \overline{B}_{i+1} \cdot B_i) + (A_{i+1} \cdot A_i \cdot B_{i+1}) \cdot \overline{B}_i) + (\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{A}_i \cdot A_{i-1} \times \overline{B}_{i+1} \cdot \overline{B}_i \cdot B_{i-1}) + (A_{i+1} \cdot \overline{A}_i \cdot A_{i-1} \cdot B_{i+1} \times \overline{B}_i \cdot \overline{B}_{i-1}) + (\overline{A}_{i+1} \cdot A_i \cdot A_{i-1} \cdot \overline{B}_{i+1} \cdot \overline{B}_i \times B_{i-1}) + (A_{i+1} \cdot A_i \cdot A_{i-1} \cdot B_{i+1} \cdot B_i \cdot \overline{B}_{i+1}).$$

Grupînd convenabil termenii, se obţine:

$$C_M = (A_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}) + (A_i \cdot \overline{B}_i)(\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1}) + (A_{i-1} \cdot \overline{B}_{i-1})(\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1})(\overline{A}_i \cdot \overline{B}_i + A_i \cdot B_i).$$

Analog se obţine:

$$C_m = (\overline{A}_{i+1} \cdot B_{i+1}) + (\overline{A}_i \cdot B_i)(\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1}) + (\overline{A}_{i-1} \cdot B_{i-1})(\overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1})(\overline{A}_i \cdot \overline{B}_i + A_i \cdot B_i;$$

$$C_E = (A_{i+1} \cdot B_{i+1} + \overline{A}_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1})(A_i \cdot B_i + \overline{A}_i \cdot \overline{B}_i)(A_{i-1} \cdot B_{i-1} + \overline{A}_{i-1} \cdot \overline{B}_{i-1}).$$

Examinarea pe grupe de k biţi. Observînd regula de recurenţă pentru formulele anterioare, se scriu în general pentru numerele A şi B:

$$A = A_n A_{n-1} \dots A_{i+k} A_{i+k-1} \dots A_{i+1} A_1 \dots A_0$$

$$B = B_n B_{n-1} \dots B_{i+k} B_{i+k-1} \dots B_{i+1} B_1 \dots B_0$$

următoarele formule:

$$C_M = (A_{i+k} \cdot \overline{B}_{i+k}) + (A_{i+k-1} \cdot \overline{B}_{i+k-1})(\overline{A}_{i+k} \times \overline{B}_{i+k} + A_{i+k} \cdot B_{i+k}) + \dots + (A_{i+1} \times \overline{B}_{i+1})(\overline{A}_{i+k} \cdot \overline{B}_{i+k} + A_{i+k} \cdot B_{i+k}) \dots (\overline{A}_{i+2} \times \overline{B}_{i+2} + A_{i+2} \cdot B_{i+2});$$

$$C_m = (\overline{A}_{i+k} \cdot B_{i+k}) + (\overline{A}_{i+k-1} \cdot B_{i+k-1})(\overline{A}_{i+k} \times \overline{B}_{i+k} + A_{i+k} \cdot B_{i+k}) + \dots + (\overline{A}_{i+1} \times B_{i+1})(\overline{A}_{i+k} \cdot \overline{B}_{i+k} + A_{i+k} \cdot B_{i+k}) \dots (\overline{A}_{i+2} \cdot \overline{B}_{i+2} + A_{i+2} \cdot B_{i+2});$$

$$C_E = (\overline{A}_{i+k} \cdot \overline{B}_{i+k} + A_{i+k} \cdot B_{i+k}) \dots (\overline{A}_{i+1} \times \overline{B}_{i+1} + A_{i+1} \cdot B_{i+1}).$$

Sau şi mai condensat se pot scrie formulele recurente:

$$C_M \binom{i+1}{i+k} = C_M \binom{i+2}{i+k} + (A_{i+1} \cdot \overline{B}_{i+1}) C_E \binom{i+2}{i+k};$$

$$C_m \binom{i+1}{i+k} = C_m \binom{i+2}{i+k} + (\overline{A}_{i+1} \cdot B_{i+1}) C_E \binom{i+2}{i+k},$$

unde cu $C_M \binom{i+2}{i+k}$, $C_m \binom{i+2}{i+k}$, $C_E \binom{i+2}{i+k}$ s-au notat funcţiile logice C_M, C_m, C_E scrise pentru grupele de $(k-1)$ ordine binare de la $i+k$ la $i+2$.

Realizarea constructivă

În continuare se descriu, principial, două tipuri de scheme care compară numerele de la stînga la dreapta:

1. o schemă care transferă examinarea pe grupe de 1,2, ..., k biţi, deci care foloseşte $p = \frac{n}{k}$ comparatori de k biţi, legaţi în serie;

2. o schemă care foloseşte un singur comparator de 1,2, ..., k biţi, în care numerele A şi B intră prin deplasare.

Cele două scheme sînt pentru numere pozitive. Pentru comparare se împart cele două numere A şi B în grupe de ($k = 1, 2, 3, \ldots, k$) biţi de la stînga la dreapta şi se începe examinarea de la bitul cel mai semnificativ. Examinarea continuă pînă se găseşte prima grupă care realizează relaţiile scrise anterior în sensul relaţiei dorite C_M sau C_m. În acest caz, examinarea grupelor încetează deoarece ordinele mai puţin semnificative nu mai interesează.

Prima schemă este dată în figura 3.

Împărţirea pe grupe se face prin alegerea unui compromis între viteza comparării şi preţul echipamentului (pentru viteză mare, echipamentul este scump).

Dacă nu ne interesează viteza ci preţul, putem folosi a doua schemă, din figura 4.

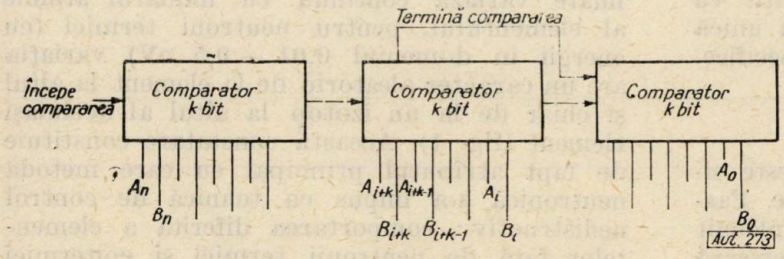


Fig. 3.

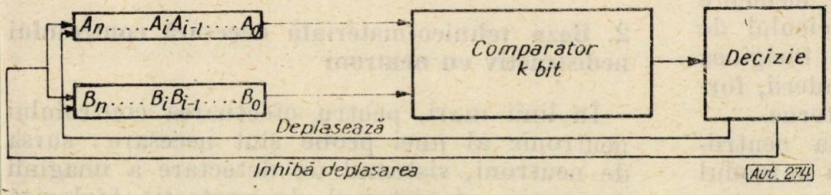


Fig. 4.

În această schemă există doar un singur comparator pentru o grupă de ($k = 1,2, \ldots \ldots, k$) biţi în care intră prin deplasare de la stînga la dreapta, succesiv, toate grupele numerelor A şi B,) pînă se găseşte grupa care realizează comparaţia în sensul relaţiei dorite. În acest caz, deplasarea încetează.

Realizarea în detaliu a acestor scheme nu este indicată aici deoarece reprezintă simple transpuneri în circuite logice ale formulelor deduse mai sus.

Concluzii

1. Metoda de comparaţie prin scădere se aplică comparării a două numere binare, pozitive sau negative.

Ea foloseşte un sumator complet. Viteza comparării depinde de performanţele de viteză ale sumatorului, adică de timpul pentru stabilirea transportului. Dacă se foloseşte un sumator asincron, timpul de stabilire a transportului este timpul mediu statistic.

2. Metoda de comparaţie prin examinarea de la stînga la dreapta a grupelor de biţi se aplică numerelor pozitive (aşa cum s-a studiat aici).

Pentru numere negative trebuie ca, întîi, să se facă complementarea lor; în caz contrar comparatorul se complică pentru distincţia dintre grupele negative şi pozitive.

Examinarea începe cu bitul cel mai semnificativ şi încetează la grupa care realizează relaţia dorită.

Deci timpul pentru compararea a două numere A şi B este variabil, fiind cu atît mai mic cu cît necoincidenţa dintre doi biţi este mai aproape de stînga. Prin urmare, viteza de comparare în acest caz este dată de timpul statistic, considerînd că decizia poate să apară în oricare bit.

În acest caz, cum au arătat Burkes, Goldstine şi Von Neumann, timpul comparării pentru 40 de ordine binare este cît timpul comparării a 4, 6 ordine, considerînd că examinarea se propagă de la stînga la dreapta, de la un ordin la altul.

3. Dacă nu interesează viteza comparării, se foloseşte fie un sumator serie, care scade bit cu bit, fie un comparator pentru o grupă de 1,2, ..., k biţi, în care numerele intră prin deplasare de la stînga la dreapta.

Lucrarea se bazează pe folosirea diagramei Karnaugh pentru sinteza funcţiei de comparare a două numere scrise binar.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Preliminary discussion of the logical desingn of an electronic computing instrument.* In: Inst. adv. st., vol. **1**, iun 1946.

Ing. D. M. TIMUŞ

Controlul nedistructiv cu neutroni

Dezvoltarea tehnicii moderne impune ameliorarea permanentă a calităţii materialelor folosite. Necesitatea respectării normelor de securitate şi utilizarea frecventă a materialelor la limita posibilităţilor lor impun multiplicarea şi diversificarea controlului de calitate, atît a materiei brute, cît şi a produselor finite.

Rolul controlului nedistructiv este din ce în ce mai important, atît prin calitatea informaţiilor, cît şi prin facilităţile oferite (frecvent, costul operaţiilor de încercare şi control atinge, în ţările avansate, 80% din costul total al investiţiilor). Pe linia diversificării metodelor de control nedistructiv, în ultimul deceniu şi-a făcut apariţia o nouă tehnică : controlul nedistructiv cu neutroni.

Oferind rezultate, uneori spectaculoase, în domenii dificil abordabile prin alte metode, această tehnică urmează o linie de dezvoltare mult mai rapid ascendentă decît cea pe care au avut-o celelalte metode de control nedistructiv.

Lucrarea de faţă face o succintă trecere în revistă a principiului, aparaturii necesare şi a domeniilor de aplicare, în scopul de a face cunoscut celor interesaţi posibilităţile metodei neutronice de control nedistructiv, atît ca adjuvant al metodelor clasice, cît şi ca unică metodă de control în anumite cazuri specifice.

1. Principiul metodei

Controlul nedistructiv cu neutroni este similar cu celelalte metode convenţionale. Fasciculul de fotoni X sau gama este înlocuit cu un fascicul de neutroni, care traversează obiectul de examinat, interacţionînd mai mult sau mai puţin diferit cu diversele elemente întîlnite. La ieşirea din obiect, fasciculul de neutroni este detectat, obţinîndu-se imaginea care poartă informaţia asupra întinderii, formei şi poziţiei neomogenităţilor interne.

Deosebirea esenţială între metoda neutronică şi cea cu raze X sau gama rezidă în modul diferit de interacţiune cu substanţa a neutronului şi a fotonului (tabela 1).

Atenuarea fasciculelor cvasiparalele de neutroni sau fotoni, la trecerea printr-un material, este guvernată de legea exponenţială :

$$I(x) = I_0\, e^{-N\sigma x} = I_0\, e^{-\mu x}, \qquad (1)$$

unde :

$I(x)$ este intensitatea radiaţiei transmisă prin grosimea x a materialului, caracterizat prin coeficientul liniar, μ, sau masic, $\mu_m \left(\mu_m = \frac{\mu}{\rho}\right)$, de atenuare sau absorbţie ;

I_0 — intensitatea radiaţiei incidente ;

N — numărul de nuclee pe cm³ de material absorbant ;

σ — secţiunea eficace totală a materialului [1] ;

ρ — densitatea materialului.

Mărimile σ şi μ reprezintă, la scara microscopică, respectiv macroscopică, probabilitatea ca neutronul sau fotonul să sufere una dintre interacţiunile de mai sus.

În timp ce pentru fotoni coeficientul de atenuare variază continuu cu numărul atomic al elementului, pentru neutroni termici (cu energii în domeniul 0,01 — 0,5 eV) variaţia are un caracter aleatoriu de la element la altul şi chiar de la un izotop la altul al aceluiaşi element (fig. 1). Această constatare constituie de fapt atributul principal cu care metoda neutronică s-a impus ca tehnică de control nedistructiv : comportarea diferită a elementelor faţă de neutronii termici şi epitermici (fig. 2) este sesizată de elementul detector.

2. Baza tehnico-materială necesară controlului nedistructiv cu neutroni

În linii mari, pentru efectuarea controlului neutronic al unei probe sînt necesare : sursa de neutroni, sistemul de detectare a imaginii neutronice şi sistemul de protecţie biologică a personalului.

Tabela 1

Interacţiuni foton-materie şi neutron-materie

Tipul interacţiunilor	Foton-materie	Neutron-materie
	au loc la nivelul învelişului electronic al atomului	au loc la nivelul nucleului atomic
Absorbţie	întreaga energie a fotonului este absorbită ; însoţită de smulgerea unui electron (efect fotoelectric)	neutronul este captat de către nucleu ; noul nucleu produs poate fi stabil sau instabil (activare cu neutroni)
Ciocnire elastică sau inelastică	ciocnire cu un electron, care este proiectat, şi emisia unui foton difuzat, de energie mai mică (efect Compton)	difuzia elastică sau inelastică a neutronului în urma ciocnirii cu nucleul

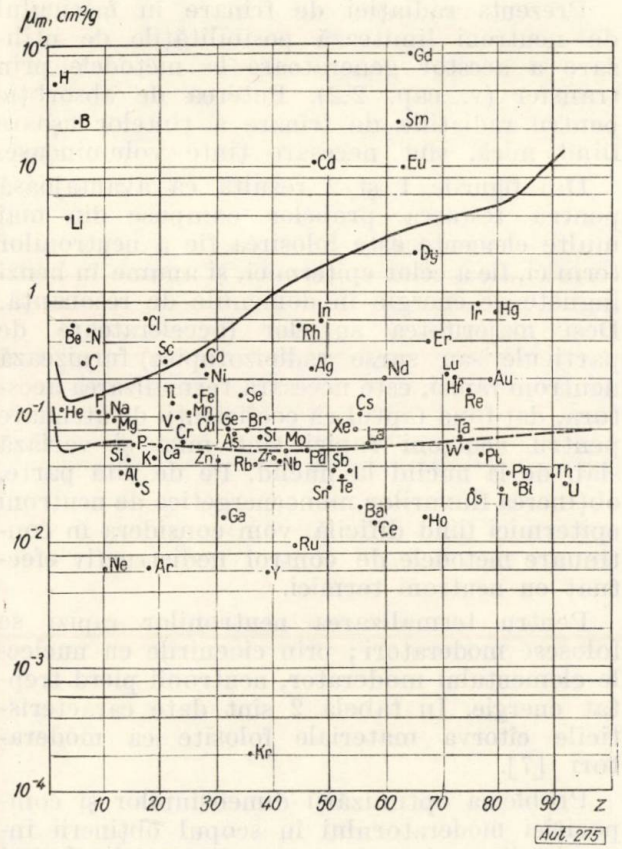


Fig. 1. Variaţia coeficientului de atenuare masic al diverselor elemente pentru : · neutroni termici, — fotoni de 100 keV, - - - fotoni de 1 MeV [2].

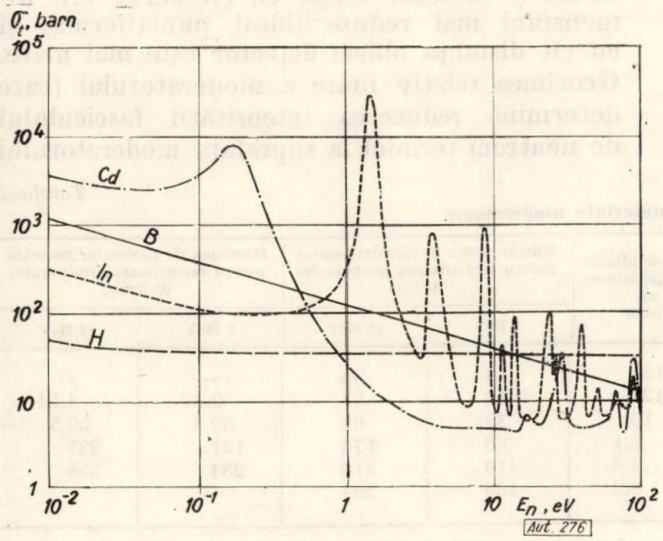


Fig. 2. Variaţia secţiunilor eficace totale în funcţie de energia neutronilor pentru H, B, Cd, In [2].

2.1. *Sursa de neutroni*

Sursa de neutroni reprezintă elementul esenţial în instalaţia de control nedistructiv. Producerea neutronilor este rezultatul unei reacţii nucleare. Realizarea reacţiilor producătoare de neutroni este posibilă în :

— reactoarele nucleare ;
— sursele radioizotopice ;
— acceleratoarele de particule, utilizate ca generatoare de neutroni.

Fiecare din aceste instalaţii producătoare de neutroni prezintă particularităţi în ceea ce priveşte : energia şi intensitatea neutronilor şi radiaţiei gama, costul, dimensiunile, transportabilitatea, protecţia biologică, utilitatea generală etc. [3], [4], [39].

Deşi furnizează fluxuri de neutroni termici de intensităţi apreciabile (10^8 n/cm² s în flux paralel), fiind mult timp principala sursă de neutroni pentru efectuarea studiilor asupra controlului cu neutroni, reactoarele nucleare prezintă dezavantaje în direcţia introducerii acestei tehnici în sfera productivă : gabarit mare, netransportabilitate etc.

Sursele radioizotopice, majoritatea bazate pe reacţia α — Be sau γ — Be, sînt echivalentul din gamagrafie al surselor de ^{60}Co, ^{192}Ir etc. Intensitatea relativ mică a fasciculului de neutroni este compensată de lipsa alimentării cu energie, de dimensiunile mici etc.

Din categoria reacţiilor producătoare de neutroni, provocate cu ajutorul acceleratoarelor de particule, cele mai economice (din punctul de vedere al volumului, greutăţii, costului generatorului tensiunii de accelerare şi al problemelor de izolaţie la înaltă tensiune) sînt [4], [5] :

$$^3\mathrm{H}\ (d, n)\ ^4\mathrm{He}; \qquad (2)$$

$$^2\mathrm{H}\ (d, n)\ ^3\mathrm{He}. \qquad (3)$$

Acceleratoarele de particule, care furnizează neutroni prin reacţiile *d-D* sau *d—T* (numite şi generatoare de neutroni de joasă tensiune), au căpătat în ultimul timp o dezvoltare vertiginoasă, datorită facilităţilor pe care le oferă în diversele domenii ale ştiinţei şi tehnicii : analiză prin activare, producere de izotopi cu viaţă scurtă, prospecţiuni geologice etc.

Rezultatele obţinute pînă în prezent pe linia măririi intensităţii fluxului de neutroni [6], precum şi avantajele oferite (trasportabilitate, gabarit redus, uşurinţă în manevrare, absenţa radiaţiilor în timpul nefuncţionării etc.), deschid acestor instalaţii perspective largi de utilizare şi în domeniul controlului cu neutroni.

Celelalte tipuri de reacţii producătoare de neutroni : ^{9}Be (d, n) ^{10}B, ^{7}Li (p, n) ^{7}Be, ^{2}H (p, n) ^{3}He, deşi furnizează fluxuri mai intense de neutroni (fig. 3), necesită instalaţii de accelerare al căror cost şi gabarit mare reprezintă dezavantaje.

Perspective oferă şi folosirea acceleratoarelor de electroni pentru producerea neutronilor (în mod indirect, prin convertirea energiei electronilor în radiaţii de frînare gama sau X),

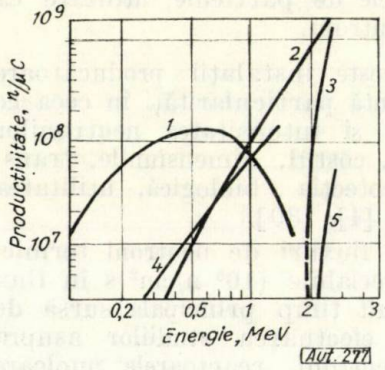


Fig. 3. Productivitatea reacţiilor producătoare de neutroni în funcţie de energia ionilor accelerați. Productivitatea este referită la curentul de fascicul accelerat :
1 – $^{3}H(d, n)\,^{4}He$; 2 – $^{9}Be(d, n)\,^{10}B$; 3 – $^{7}Li(p, n)\,^{7}Be$; 4 – $^{2}H(d, n)\,^{3}He$; 5 – $^{9}Be(p, n)\,^{9}B$.

prin reacţii cu prag (γ, n): $^{9}Be(\gamma, n)\,^{8}Be$, $^{2}H(\gamma, n)\,^{1}H$, $^{238}U(\gamma, n)\,^{237}U$, $^{235}U(\gamma, n)\,^{234}U$ etc. fig. 4). Primele două reacţii, cu pragul la 1,66 MeV, respectiv 2,2 MeV, permit utilizarea

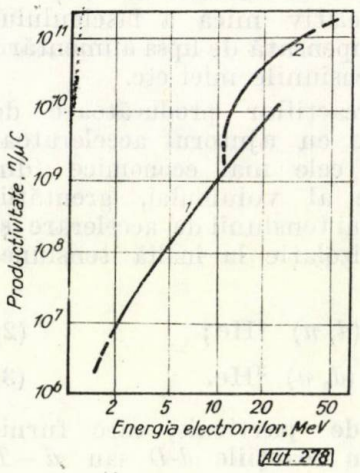


Fig. 4. Productivitatea ţintelor de Be (1) şi U (2) pentru reacţii (γ, n).

acceleratoarelor de electroni de energie relativ mică, ca surse de neutroni*.

* Prin bombardarea cu un fascicul de electroni de 2 MeV, 250 μA a unei ţinte de conversie din aur, plasată înaintea unui cub de beriliu cu latura de 22,5 cm, se obţin 10^{7} n/cm²s.

Prezenţa radiaţiei de frînare în fasciculul de neutroni limitează posibilităţile de utilizare a acestor generatoare la metodele prin transfer (v. cap. 2.2). Puterea de absorbţie pentru radiaţiile de frînare a ţintelor uşoare fiind mică, sînt necesare ţinte voluminoase.

Din figurile 1 şi 2 rezultă că avantajoasă pentru testarea probelor compuse din mai multe elemente este folosirea fie a neutronilor termici, fie a celor epitermici, şi anume în benzi înguste de energie în domeniile de rezonanţă. Deşi majoritatea surselor (acceleratoare de particule sau surse radioizotopice) furnizează neutroni rapizi, este necesară termalizarea acestora, dat fiind faptul că coeficienţii de atenuare pentru neutroni rapizi sînt mici şi variază slab de la nuclid la nuclid. Pe de altă parte, obţinerea fluxurilor monoenergetice de neutroni epitermici fiind dificilă, vom considera în continuare metodele de control nedistructiv efectuat cu neutroni termici.

Pentru termalizarea neutronilor rapizi se folosesc moderatori; prin ciocnirile cu nucleele elementului moderator, neutronii pierd treptat energie. În tabela 2 sînt date caracteristicile cîtorva materiale folosite ca moderatori [7].

Problema optimizării dimensiunilor şi compoziţiei moderatorului în scopul obţinerii intensităţii maxime de neutroni termici, plecînd de la neutroni rapizi de o energie dată, este încă deschisă.

Puterea de rezoluţie a sistemului neutrono-optic format din sursa de neutroni, obiectul testat şi detector creşte cu cît sursa are dimensiuni mai reduse (ideal punctiformă) şi cu cît distanţa obiect-detector este mai mare. Grosimea relativ mare a moderatorului (care determină reducerea intensităţii fasciculului de neutroni termici la suprafaţa moderatorului cu 2–3 ordine de mărime faţă de cea a neutronilor rapizi) şi atenuarea geometrică a fasciculului de neutroni termici impun utilizarea fasciculelor paralele de neutroni (în metodele convenţionale de control, caracterul punctiform şi intensitatea sursei de fotoni permit lucrul cu fascicul divergent). Sursele puncti-

Tabela 2

Caracteristicile unor materiale moderatoare

Moderator	Număr atomi (molecule), cm^{-1}	Secţiune eficace de absorbţie σ_a, bara	Secţiune eficace de împrăştiere σ_i, barn	Număr mediu de ciocniri necesar pentru termalizarea neutronului de :		Grosimea de moderator necesară pentru termalizarea neutronului de (cm) :	
				2 MeV	14 MeV	2 MeV	14 MeV
Hidrogen	3×10^{19}	0,62	120	18	35	—	—
Apă	$3\,300 \times 10^{19}$	0,62	124	19	37	2,32	4,54
Apă grea	$3\,300 \times 10^{19}$	0,002	16	32	63	30,4	59,5
Beriliu	$12\,000 \times 10^{19}$	0,009	6,1	89	174	121	237
Grafit	$8\,100 \times 10^{19}$	0,005	4,8	110	216	284	556
Oxigen	3×10^{19}	0,003	8,2	150	294	—	—

forme de neutroni termici se obţin prin colimarea fasciculului. Colimatoarele, confecţionate din material absorbant pentru neutroni, au practicate orificii prin care pot trece numai neutronii termici ale căror traiectorii au unghiul de divergenţă cuprins între anumite limite date. Colimatoarele sînt realizate în diferite configuraţii: tubulare, multitubulare, conice, multiconice etc. (fig. 5).

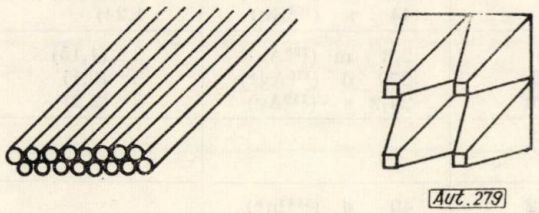


Fig. 5. Tipuri de colimatoare pentru neutroni termici.

Fasciculul de neutroni, colimat, interacţionează cu proba după unul din procesele descrise în tabela 1, conţinînd la ieşirea din aceasta informaţia asupra structurii interne.

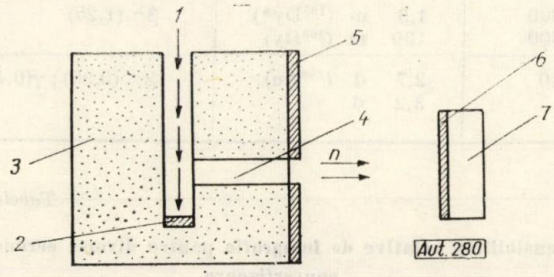


Fig. 6. Schema principială pentru instalaţia de control nedistructiv cu neutroni:

1 – fasciculde ioni; 2 – ţintă producătoare de neutroni rapizi; 3 – moderator; 4 – colimator; 5 – plăci din material absorbant de neutroni (bor); 6 – ecran absorbant pentru radiaţii parazite; 7 – casetă pentru poziţionarea probei şi a sitemului de detecţie.

În figura 6 este reprezentat principial un sistem de moderare, colimare şi expunere, folosind o sursă de neutroni rapizi (generator de neutroni). Ecranele de plumb au scopul de a reduce efectul radiaţiei gama parazite asupra sistemului de detecţie.

2.2. *Sistemul de detectare a imaginii neutronice*

Neutronii — particule neutre din punct de vedere electric — nu au proprietăţi ionizante, neputînd fi puşi în evidenţă în mod nemijlocit. Pentru detectarea lor este folosită o reacţie auxiliară. De aceea, sistemul de detectare a imaginii neutronice comportă un element convertizor (care transformă fluxul de neutroni într-un flux de particule încărcate sau de radiaţie electromagnetică, detectabile) şi elementul detector. După cum elementul convertizor este iradiat cu neutroni în prezenţa sau absenţa elementului detector, metoda de detecţie este prin expunere „directă" sau prin expunere „prin transfer" (fig.7) [8].

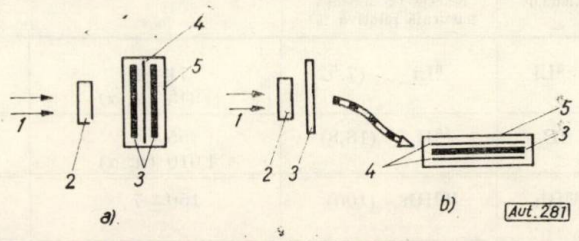


Fig. 7. Metoda neutronografică directă a) şi prin transfer (b)
1 – fasciculul de neutroni; *2* – probă; *3* – ecran convertizor; *4* – film; *5* – casetă radiografică.

2.2.1. *Metode fotografice de detectare a imaginii neutronice (neutronografie).* În metoda neutronografică se folosesc filme convenţionale de raze X, asociate cu ecrane convertizoare de neutroni, realizate din materiale cu secţiune mare de captură şi care sub acţiunea neutronilor devin radioactive sau emit prompt radiaţii ionizante (tabela 3), [1], [5], [9].

Metoda expunerii directe. Ecranul convertizor şi filmul radiografic sînt expuse împreună imaginii neutronice. Filmul poate detecta în acest fel radiaţia emisă de ecranul convertizor.

Metoda este rapidă, însă prezintă dezavantajul că filmul este impresionat şi de alte radiaţii interferente: radiaţii prezente în fasciculul de neutroni incident sau emise de proba inspectată sau de alte obstacole din calea fasciculului de neutroni.

În principiu, toate materialele indicate în tabela 3 pot fi utilizate ca ecrane convertizoare: cele cu emisie promtă (Cd, Gd) sau cu scintilaţie (pe bază de B sau Li) — deoarece nu necesită expunere excesiv de lungă la neutroni, cele activabile (şi cu timp de înjumătăţire relativ mic) — deoarece, în perioada de expunere la neutroni, ating o activitate suficient de mare. În cazul acestora din urmă (Dy, Rh, In, Sm, Au), este indicat ca, după terminarea expunerii la neutroni, filmul să fie lăsat în prezenţa ecranului cîteva perioade de înjumătăţire.

Parametrii de care trebuie să se ţină seamă în optimizarea ecranului convertizor sînt [10 – 12]:

– rezoluţia sau sensibilitatea relativă de fotografie;

– grosimea optimă a ecranului;

– poziţia ecranului faţă de sursa de neutroni şi film: anterioară sau posterioară.

Teoretic, optimizarea naturii şi grosimii ecranului după criteriul sensibilităţii relative de fotografie se face luînd în considerare absorbţia neutronilor şi atenuarea radiaţiei emise de către ecran.

Tabela 3

Caracteristicile materialelor folosite ca ecrane convertizoare pentru neutroni termici

Element	Izotop participant la reacţie (abundenţa naturală relativă %)	Secţiune eficace pentru neutroni termici, barn		Timpul de înjumătăţire al izotopului obţinut prin activare	Energia maximă a radiaţiei, MeV
		σ_{abs}	σ_{act}		
^{3}Li	^{6}Li (7,52)	71±1 945 (n, α)			$\alpha+{}^{3}H=(4,78)$
^{5}B	^{10}B (18,8)	755±4 4 010 (n, α)			$\alpha+{}^{7}Li=(2,3)$
^{45}Rh	^{103}Rh (100)	150±7	12±2 140±30	4,5 m (^{104}Rh*) 44 s (^{104}Rh)	β^- (2,5) ; γ(0,56 ; 1,24)
^{47}Ag	^{107}Ag (51,35) ^{109}Ag (48,65)	62±2 30±2 84±7	44±9 2,8±0,5 110±20	2,3 m (^{108}Ag) 270 d (^{110}Ag*) 24,2 s (^{110}Ag)	β^- (1,15) β^- (0,1) β^- (2,2)
^{48}Cd	^{113}Cd (12,26)	2 550±100 20 800			
^{49}In	^{113}In (4,23) ^{115}In (95,77)	190±10	56±12 2±0,6 145±15 52±6	49 d (^{114}In*) 72 s (^{114}In) 54,1 m (^{116}In*) 13 s (^{116}In)	β^- (2)
^{62}Sm	^{149}Sm (13,84) ^{152}Sm (26,63)	5 500±200 50 000	140±40	47 h (^{153}Sm)	
^{64}Gd	^{155}Gd (14,73) ^{157}Gd (15,68)	46 000± 2 000 70 000±20 000 160 000±60 000			
^{66}Dy	^{164}Dy (28,17)	1 100±150	2 600±300 <1 000	1,3 m (^{165}Dy*) 139 m (^{165}Dy)	β^- (1,25)
^{79}Au	^{197}Au (100) ^{198}Au (2,7 d)	98±1 35 000±10 000	96±10	2,7 d (^{198}Au) 3,2 d	β^- (0,96) ; γ(0,41)

Experimental, parametrii ecranului se pot determina comparînd densitatea fotografică a filmelor*, produsă la expuneri identice la neutroni, însă cu ecrane simple sau duble şi de grosimi diferite. În tabela 4 sînt extrase grosimile optime de ecran, din punctul de vedere al vitezei şi rezoluţiei imaginii [5].

Tehnica ecranelor duble este indicată cînd se urmăreşte rapiditatea neutronografierii, iar tehnica ecranelor simple, cînd se urmăreşte o bună rezoluţie a imaginii.

Dintre metodele de expunere directă, cea mai rapidă este cea în care se folosesc ecrane convertizoare fluorescente (tabela 5). Convertizorul este constituit în acest caz dintr-un scintilator (ZnS) combinat cu elemente cu secţiuni eficace de captură mari pentru neutroni (^{10}B, ^{6}Li) [16]. Particula α secundară şi nucleul rezultant (^{7}Li, ^{3}H) excită scintilatorul, care emite fotoni de energie corespunzătoare spectrului vizibil, detectabili de către filmele radiografice convenţionale. Difuzia luminii în ecran face ca rezoluţia metodei să fie relativ scăzută.

* Densitatea fotografică, $D = \log \frac{I_0}{I_t}$, unde I_0 şi I_t sînt intensităţile luminoase incidentă, respectiv transmisă de film.

Tabela 4

Sensibilităţi relative de fotografie pentru diverse ecrane convertizoare

Natura ecranului convertizor	Configuraţia ecranului convertizor[1])	Sensibilitatea relativă de fotografie[2])
Scintilator cu ^{6}Li[3])	posterior	50
Scintilator cu ^{10}B [14]	posterior	35
Rh-Gd [15]	0,25 —0,05)	1,6
Rh	(0,25 —0,25)	1,4
Gd	(0,025—0,05)	1,1
In	(0,5 —0,75)	1,1
Dy	(0,075—0,25)	1,1
Cd	(0,25 —0,5)	1,0
Ag	(0,45 —0,45)	0,8
Dy	posterior (0,25)	0,75
Gd	posterior (0,025)	0,71
Cd	posterior (0,25)	0,67
Rh	posterior (0,25)	0,62
In	anterior (0,5)	0,5
Ag	anterior (0,38)	0,35
Au	(0,15 —0,25)	0,3
Fără ecran	—	0,03

[1]) Cifrele din paranteză indică grosimea ecranelor anterior şi posterior în mm.

[2]) Obţinută prin compararea densităţilor filmului, în condiţii de expunere la neutroni identice, pentru fiecare ecran în parte. Intensitatea fasciculului de neutroni termici — 3×10^5 n/cm^{2}s. Valorile din tabelă sînt definite prin raportarea la valoarea obţinută pentru ecranul dublu de Cd, luată ca unitate. Filmul şi ecranul sînt menţinute în contact trei perioade de înjumătăţire, după terminarea expunerii la neutroni.

[3]) Amestec de ^{6}LiF (îmbogăţit 96% şi ZnS (Ag) în proporţie 1 : 4 [13].

Tabela 5

Rezoluţii în metoda expunerii directe

Ecran convertizor	Rezoluţia[1] pentru proba de :		Grosimi de ecran încercate, mm	Timpul de expunere la neutroni[2], min
	Cd	Gd		
(0,0125) Gd, posterior	30	10	0,006—0,05	11,1
(0,075) Cd, posterior	30	—	0,025—0,75	15,1
(0,075) Rh, posterior	50	—	0,075—0,25	17,1
(0,125) In, anterior	50	—	0,05 —0,75	23
(0,25) Dy, posterior	50	—	0,125—0,25	8,1
(0,125) Ag, anterior	50	—	0,125—0,75	21,75
^{6}LiF, posterior	30	25	1,25	25
^{6}LiF, ZnS (Ag), posterior	50	—	0,2	0,1
^{10}B, ZnS(Ag), posterior	50	—	0,3	1
(0,25 —0,25) Rh	50	—	0,075—0,25	4,3
(0,5 —0,75) In	90	—	0,05 —0,75	5,5
(0,45 —0,45) Ag	90	—	0,125—0,75	7,5
(0,25 —0,5) Cd	500	—	0,025—0,75	6
(0,006—0,05) Gd	30	10—18	0,006—0,05	4,8
0,25 Rh—0,05 Gd	30	25—75	0,25 Rh—0,05 Gd	3,85

[1]) Definită ca distanţă minimă sesizabilă pe radiografie între două orificii practicate în placa de probă, în microni. Proba din Cd, groasă de 0,5 mm cea din Gd, de 0,005 mm.

[2]) Intensitatea fasciculului de neutroni termici : 3×10^5 n/cm^{2}s. Timpul de expunere dat pentru obţinerea unei densităţi de 1,5 a filmului de raze X Eastman Kodak AA.

Datele referitoare la rezoluţie (tabela 5) indică Gd ca cel mai bun din acest punct de vedere. Secţiunea eficace foarte mare a Gd (permite reducerea grosimii ecranului şi deci a împrăştierii radiaţiei emise) şi energia relativ mică a radiaţiei secundare (β^- de 70 keV, slab difuzaţi în ecran) explică rezoluţia foarte bună obţinută cu acest element (sub 10 μ).

O metodă relativ recentă, utilizabilă în cazul surselor de neutroni de intensitate scăzută, foloseşte ca ecran convertizor un material emitent de particule sau de produse de fisiune (^{10}B, ^{6}Li, ^{235}U) asociat cu un film plastic (azotat de celuloză) fig. 8) [8], [17], [31]. Particulele secundare lasă urme în filmul plastic, urme care pot fi puse în evidenţă prin atac chimic (în soluţie de NaOH) sau prin aluminizarea uneia dintre feţele filmului [18].

În încheiere trebuie precizat, că, în cazul ecranelor metalice sau scintilatoare, este necesară cunoaşterea răspunsului relativ neutron/gama ; este posibil ca interferenţa nedorită a imaginii gamagrafice cu cea neutronică să anuleze informaţia urmărită. De exemplu, urmărirea incluziunilor de bor (absorbant de neutroni termici) în oţel, prin metoda expunerii directe, va fi făcută cu contrast redus în cazul prezenţei unui fond parazit gama, din cauza proprietăţilor de atenuare inversate pentru radiaţia gama. Acelaşi parametru poate indica necesitatea folosirii altor metode de detectare, insensibile la radiaţii gama.

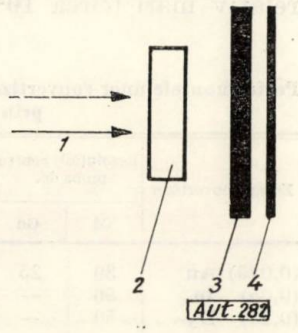


Fig. 8. Metoda trasorilor radioactivi :
1 – fascicul de neutroni ; *2* – probă ; *3* – convertizor din uraniu (îmbogăţit 93% ^{235}U) ; *4* – film plastic.

Metoda expunerii prin transfer. Ecranul convertizor este expus singur fasciculului de neutroni. Se obţine o imagine latentă în convertizor (material beta-emitent), care poate fi în general unul dintre materialele indicate în tabela 3. Prin aplicarea ecranului iradiat pe un film radiografic se obţine imaginea neutronografică (fig. 7,*b*).

Numărul de atomi stabili ai materialului activabil, care devin radioactivi prin iradiere cu neutroni, imediat după terminarea iradierii, este dat de :

$$N^* = \frac{A}{\lambda}, \tag{4}$$

unde :

$$A = nv\sigma_a \; N \; (1 - e^{-\lambda t}); \tag{5}$$

A este activitatea materialului, produsă după o iradiere de durată, t ;

nv — densitatea fluxului de neutroni, dez/s ;

N — numărul atomilor stabili ai izotopului de activat $= \frac{\text{greutate}}{\text{greutate atomică}} \times 6{,}02 \times 10^{23}$;

t — timpul de iradiere ;

λ — constanta de dezintegrare $= \frac{0{,}693}{T_{1/2}}$;

σ_a — secţiunea eficace de activare, cm^2.

Din (4), (5) rezultă avantajul folosirii fluxurilor intense de neutroni, a materialelor convertizoare cu secţiune de activare ridicată şi timp de înjumătăţire mic şi inutilitatea (din punct de vedere economic şi al rapidităţii) expunerii — la neutroni a convertizorului şi la radiaţia secundară a filmului — pe durate mai mari de (3-4) $T_1/_2$. Ultima constatare este generată de caracterul de saturaţie a mărimilor indicate de (4), (5). Cel mai frecvent utilizate sînt

convertizoarele din Dy, In, Au, Sm, Rh. Metoda expunerii prin transfer asigură insensibilitatea la radiaţii gama (prin ecranarea corespunzătoare a casetei în care se expune filmul), rezoluţie bună, însă necesită fluxuri de intensităţi relativ mari (circa 10^9 n/cm^2) (tabela 6).

Tabela 6

Performanţele unor convertizoare folosite în metoda expunerii prin transfer

Ecran convertizor	Rezoluţie[1]) pentru proba de:		Grosimi de ecran încercate, mm	Timpul de expunere la neutroni[2]) min
	Cd	Gd		
(0,075) Au	30	25	0,075—0,25	240
(0,05) In	50	—	0,05 —0,75	163
(0,25) Dy	50	—	0,125—0,25	14,6

[1]), [2]) Definite în aceleaşi condiţii ca în tabela 5.

Ecranele termoluminescente, sensibile la neutroni termici, pot fi folosite cu succes în cazul surselor de neutroni de mică intensitate. Sub acţiunea radiaţiei, electronii liberi sînt captaţi în reţeaua cristalină a ecranului. Prin creşterea temperaturii sau prin ultrasonarea materialului termoluminescent, creşte probabilitatea de eliberare a electronilor şi de recombinare cu purtătorii de sarcină opusă [19-21]. Recombinarea este însoţită de emisia cuantelor luminoase, imaginea putînd fi vizualizată direct sau imprimată pe film. Prin folosirea unui convertizor de LiF îmbogăţit în ^{6}Li se pot obţine rezoluţii de 125 μ (încercări efectuate pe probe de uraniu) la expuneri totale de 10^9 n/cm^2 [8].

Metoda prezintă avantajul răspunsului relativ neutron/gama bun (5×10^3 n/cm^2 pentru acelaşi răspuns al filmului expus la radiaţia gama emisă de o sursă de 1 mR ^{60}Co), posibilităţii integrării pe o perioadă relativ mare de timp a informaţiei neutronice, fără apariţia saturării, şi respectării legii reciprocităţii.

2.2.2. *Metode nefotografice de detectare a imaginii neutronice.* În afara metodelor bazate pe detectarea fotografică a imaginii neutronice (metode neutronografice) se pot folosi şi metode în care afişarea informaţiei se face optic, cu ajutorul sistemului de televiziune (neutronoscopie) sau discret (neutronometrie).

Neutronoscopia foloseşte ca convertizor de neutroni un ecran scintilator : amestec de ^{6}LiF -ZnS (Ag) sau de B_2O_3 — ZnS (Ag) [13], [22]. Ecranul emite fotoelectroni pe calea : neutron → particulă α → fotoni → electroni.

Imaginea finală poate fi intensificată de circa 10^4 ori prin accelerarea electronilor într-un fascicul convergent pe un alt ecran (de vizualizare) luminescent — care face conversia electron cuantă luminoasă vizibilă — cu ajutorul unui sistem similar intensificatorilor de imagine folosiţi în radioscopie (fig. 9) [22-25].

Folosirea sistemului de televiziune în circuit închis permite controlul de la distanţă al diverselor probe şi procese tehnologice dinamice şi asigură protecţia biologică a personalului. Se pot sesiza, cu rezoluţii de 0,5 mm, detalii

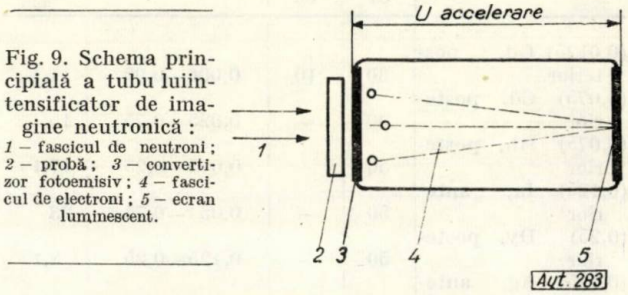


Fig. 9. Schema principială a tubu luiintensificator de imagine neutronică : *1* — fascicul de neutroni ; *2* — probă ; *3* — convertizor fotoemisiv ; *4* — fascicul de electroni ; *5* — ecran luminescent.

ale probelor expuse fasciculelor de 2×10^4 n/cm^{2}s (cu sistem vidicon), respectiv 2×10^2 n/cm^{2}s (cu sistem orticon). Metoda permite urmărirea obiectelor cu contrast mare în mişcare cu viteze de peste 5 m/min (vidicon) şi 15 m/min (orticon) [8].

Avantajele metodei, corelate cu cele ale surselor transportabile de neutroni, deschid perspective largi introducerii controlului nedistructiv cu neutroni în sfera productivă.

Metoda de explorare prin puncte a imaginii neutronice (neutronometria) este relativ puţin extinsă din cauza costului ridicat al tehnologiei de fabricare a detectoarelor de neutroni [26]. În principiu, explorarea imaginii se realizează prin baleierea mecanică a unui microdetector prevăzut cu un dispozitiv de amplificare şi înregistrare a semnalelor. Se pot utiliza detectoare cu Ge sau Si difuzate sau joncţiuni de suprafaţă Au-Si [27], sensibilizate la neutroni termici prin acoperire cu o peliculă de ^{6}Li sau ^{10}B, sau detectoare cu CdS. Avantajul explorării prin puncte a imaginii neutronice constă în posibilitatea discriminării electronice (pe traseul de amplificare a semnalului) a semnalelor corespunzătoare fondului gama parazit [26].

O sumară sintetizare a principalelor caracteristici ale metodelor de control nedistructiv cu neutroni este prezentată în tabela 7.

Pentru aprecierea posibilităţilor metodelor indicate mai sus, din punctul de vedere al sensibilităţii, se folosesc dispozitive numite penetrametre. Penetrametrul constă într-o placă de grosime a, din acelaşi material ca cel testat, în care sînt practicate orificii de diametre egale cu a, 2a, 3a etc. Raportul dintre grosimea penetrametrului, plasat în timpul expunerii la neutroni pe materialul investigat şi a cărui imagine este încă sesizabilă, şi grosimea materialului este o măsură a sensibilităţii metodei. Literatura indică sensibilităţi de 2% în cazul folosirii ecranelor metalice şi de 6-10% în cazul scintilatorilor [15].

Radiografierea gama sau X a obiectelor de grosime mare (în care caz timpul de expunere

Tabela 7

Posibilităţi şi limitări ale metodelor de control nedistructiv cu neutroni

Metoda		Traductor pentru neutroni	Avantaje	Dezavantaje	Răspuns relativ n_t/γ, n/cm^2 . mR
Neutronografică	cu expunere directă	ecran metalic	viteză mare; contrast bun; rezoluţie bună	sensibilă la fondul gama parazit	10^5
		scintilator	viteză foarte mare; rezoluţie bună	sensibilă la fondul gama parazit; contrast mai slab ca în cazul ecranelor metalice; nu respectă legea reciprocităţii în răspunsul filmului [15]	10^4
		trasor	insensibilă la radiaţia gama şi lumină rezoluţie bună; poate fi folosită cu surse de neutroni de mică intensitate	necesită expuneri totale mari la neutroni; viteză redusă contrast redus	—
	cu expunere prin transfer	ecran metalic	insensibilă la radiaţia gama; contrast mai bun ca în metoda directă	rezoluţie mai slabă ca în metoda directă; viteză redusă; limitată de efectul de saturare	—
		ecran termoluminescent	discriminare bună a radiaţiei gama; poate fi folosită cu surse de neutroni de mică intensitate	viteză redusă; necesită expuneri totale mari la neutroni	5×10^3
Neutronoscopică		scintilator	contrast bun; poate fi folosită cu surse de neutroni de mică intensitate; se pot urmări procese dinamice cu viteză relativ mare	rezoluţie slabă	6×10^3
Neutronometrică		microdetectoare pentru neutroni	discriminare bună a radiaţiei gama; poate fi folosită cu surse de neutroni de mică intensitate; contrast bun; rezoluţie bună	cost ridicat	

trebuie crescut) prezintă dezavantajul sensibilităţii reduse, datorită difuziei radiaţiei. Menţinerea sensibilităţii metodelor de control cu neutroni la nivele acceptabile, la grosimi de material testat relativ mari şi la perioade de expunere rezonabile, reprezintă un avantaj al acestor metode (fig. 10) [5].

Influenţa negativă a neutronilor difuzaţi în materialul testat este redusă prin plasarea unor grile absorbante (din ^{10}B) între obiect şi detector (fig. 11) [5].

3. Protecţia contra radiaţiilor

Protecţia biologică a personalului trebuie asigurată contra radiaţiei gama sau X, care însoţeşte producerea sau utilizarea neutronilor, şi contra neutronilor (conform normelor în vigoare).

Radiaţia X este în general de mică energie (50-100 keV, în cazul acceleratoarelor de 150 kV) şi absorbită uşor de către materialele de protecţie contra neutronilor.

Energia şi numărul fotonilor gama (care apar în urma absorbţiei neutronului de către un nucleu) este funcţie de natura nucleului absorbant, putînd atinge valori între 1 şi 3

MeV în cazul hidrogenului şi între 5 şi 6 MeV în cazul fierului. Totuşi, chiar în cazul generatoarelor de neutroni de mare intensitate,

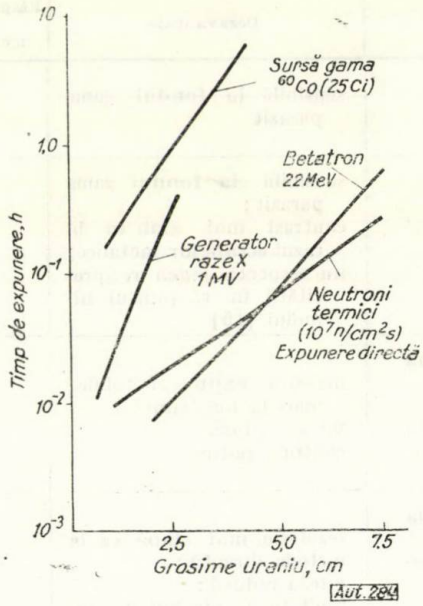


Fig. 10. Expuneri radiografice pentru diverse metode de control, în funcţie de grosimea materialului, necesare pentru obţinerea unei densităţi a filmului de de 1,5. Material testat : uraniu natural.

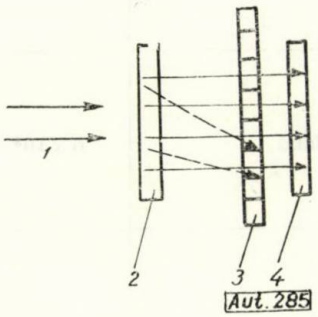


Fig. 11. Reducerea influenţei neutronilor difuzaţi cu ajutorul grilei absorbante :

1 — neutroni incidenţi ; *2* — probă ; *3* — grilă absorbantă ; *4* — detector ; → — neutron transmis ; – – → neutron difuzat, absorbit.

nivelul de radiaţie gama nu depăşeşte pe cel al unei surse de ^{60}Co de cîţiva curie, repartizată pe suprafaţa întregului moderator.

4. Aplicaţii

Descrierea principiului metodelor de control nedistructiv cu neutroni, prezentate mai sus, sugerează prin ea însăşi posibilităţile de utilizare în diferite domenii [5], [28]. În cele ce urmează se vor enumera pe scurt acele utilizări care au fost experimentate sau sugerate de literatură.

A. Domenii specifice, în care informaţiile ce se pot obţine prin aplicarea metodelor neutronice nu pot fi obţinute cu ajutorul metodelor clasice :

— Inspectarea omogenităţii, continuităţii şi conţinutului în elemente otrăvite al barelor sau plăcilor de control, iradiate în reactoarele nucleare [29-31]. Activitatea mare (mii de curie) a dispozitivelor de control face inutilizabilă radiografierea. Metoda neutronografică prin transfer permite examinarea acestora, datorită insensibilităţii metodei la radiaţia gama [32], [33]. Se poate determina eficacitatea de atenuare a barelor de ^{118}Cd după o funcţionare îndelungată în reactor ; localizarea transformării izotopului ^{113}Cd în cel următor (cu secţiune eficace de captură mică pentru neutroni) prezintă indicii orientative pentru studiile spectrometrice ulterioare.

— Inspectarea elementelor de combustibil nuclear groase.

— Inspectarea golurilor accidentale din materialele de protecţie contra neutronilor.

— Localizarea agentului de răcire şi a reziduurilor organice în tuburile metalice [34].

— Studiul incluziunilor în metale : hidruri sau bor în zirconiu KCl sau NaCl în magneziu [35], [36].

— Examinarea fisurilor combustibilului solid, de grosimi mari, utilizat în rachete şi proiectile.

— Inspectarea defectelor prezente în piese din material plastic sau cauciuc : conducte, izolanţi etc.

— Inspectarea poziţiei corecte a garniturilor organice sau din cauciuc în ansamble metalice.

— Inspectarea subansamblelor ce conţin fibre de sticlă. Slaba atenuare a neutronilor de către siliciu sau oxigen elimină apariţia fondului supărător, prezent în cazul radiografiilor convenţionale, datorit fibrelor de sticlă.

B. Domenii nespecifice, în care controlul cu neutroni nu poate înlocui inspecţia radiografică, însă aduce informaţii suplimentare :

— Controlul sudurilor foarte fine (10-100 μ), efectuate cu material aport cu secţiune de captură mare pentru neutroni (pe baza de B, Cd, Ag etc).

— Localizarea borului în materialele folosite în tehnologia semiconductoarelor (Ge, Si).

— Studiul ţesuturilor cu conţinut de hidrogen din plante şi animale [37].

Folosirea agenţilor de contrast (Cd $(NO_3)_2$, $GdCl_3$), similari sărurilor de Ba şi Hg (din radiografiile medicale sau industriale), permite îmbunătăţirea calităţii imaginilor obţinute prin controlul cu neutroni.

5. Concluzii

Tehnica controlului nedistructiv cu neutroni este un domeniu nou, în plină dezvoltare. Unele aspecte nu au ajuns pînă la gradul de perfecţiune necesar impunerii metodei respective ca metodă independentă şi economic rentabilă.

De aceea se impune necesitatea efectuării de studii aprofundate legate de anumite aspecte particulare ale tehnicii controlului nedistructiv cu neutroni :

— Optimizarea structurilor de moderare şi colimare, în scopul obţinerii maximului de intensitate de flux colimat de la sursele de neutroni rapizi (pornind de la un flux de neutroni rapizi dat).

— Creşterea sensibilităţii relative şi a gradului de contrast oferit de unele traductoare de imagine neutronică.

— Reducerea sensibilităţii la fondul gama.

— Investigarea de noi materiale folosibile ca traductoare şi acumulatoare de imagine latentă (în metoda trasorilor, ecranelor termoluminescente şi scintilatorilor, de exemplu).

— Folosirea directă a neutronilor rapizi produşi de generatoarele de neutroni [30], [38].

Metodele de control nedistructiv cu neutroni nu pot fi considerate decît ca o lărgire şi completare a arsenalului existent de metode de control nedistructiv. Dezvoltarea actuală a tehnicii în ceea ce priveşte creşterea preciziei de execuţie şi a gradului de solicitare (mecanică, termică) a materialelor şi pieselor impune cu necesitate diversificarea metodelor de control nedistructiv.

Aprecierea rentabilităţii sau eficacităţii uneia sau alteia dintre metodele arătate trebuie făcută nu numai prin prisma posibilităţilor actuale, ci în special prin aceea a posibilităţilor latente, ţinînd seamă de faptul că în paralel se dezvoltă şi tehnicile auxiliare (generatoare de neutroni de intensitate mare şi preţ scăzut, reducerea preţului de cost al ecranelor convertizoare, perfecţionarea tehnicilor de detecţie etc). În acest sens, unele metode care actualmente nu sînt competitive pot deveni de mare utilitate practică şi economică (de exemplu, urmărirea controlului în circuit închis de televiziune).

De pe acum există domenii de aplicaţii în care controlul cu neutroni fiind unica metodă posibilă, folosirea ei se impune indiferent de preţul de cost sau de complexitatea mijloacelor folosite.

Gradul de dezvoltare al unei industrii fiind definit printre altele şi de ponderea controlului nedistructiv al calităţii în procesul de producţie, este justificat să se depună eforturi în direcţia cercetării ştiinţifice, a asimilării şi extinderii utilizării metodelor avansate de control nedistructiv, inclusiv al celui cu neutroni.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hughes, D. J., Harvey, J. A. *Neutron Cross section.* New York, Mc Graw-Hill, 1955.
[2] Boutaine, J. L. *La neutrographie, possibilites et avenir,* Saclay, oct. 1966, p. 1.
[3] Teodorescu, I. E. , Marghitu, S. şi Luchian, I. În : Automatica şi Electronica, **8**, 6 1964, 256.
[4] Timuş, D. Raport AL-1, I.F.A., 1967.
[5] Berger, H. *Neutron radiography.* New York, Elsevier Publishing Co., 1965.
[6] Godar, S. Note C.E.A.-N 461, 1964.
[7] Lapp, R. E. şi Andrews, H. L. *Nuclear radiation physics.* New York, Prentice Hall, 1954.
[8] Berger, H, În : Brit. j. non-destr. testing. **10**, **2**, 1968, 26.
[9] *Reactor handbook* : physics, vol. **2**, Geneva 1965.
[10] Rausa, G. J. Report U.R.-53, 1953.
[11] Berger, H. În : J. appl. phys., **33**, 1962, 48.
[12] Berger, H. În : J. appl. phys., **34**, 1963, 914.
[13] Wang, S. P., Shull, C. G. şi Phillips, W. C. În : Rev. sci. instr., **33**, 1962, 126.
[14] Sun, K. H., Malmberg, P. R şi Pecjak, F A . În : Nucleonics, **14**, 1956, 46.
[15] Berger, H. În : Rev. sci. instr. **33**, 1962, 844.
[16] Spowart, A. R. În : Brit. j. non-destr. testing, **11**, 1, 1969, 2.
[17] Berger, H. şi Kraska, I. R. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 1, 1967, 72.
[18] Fleischer, R. L. et al. În : Rev. sci. instr. **37** 1966, 525.
[19] Cameron, J. et al. În : Health phys., **10**, 1964, 25,
[20] Frank, M. şi Herforth , L. În : Kernenergie **6**, 1961, 435.
[21] Kastner J. et al. A. N.L.-7060, p. 22.
[22] Berger, H. A.N.L. — 6917. 1964.
[23] Berger, H. et al În : J. appl. phys., *36*, 6 1965, 2093.
[24] Mc. Gee, J. D. şi Wilcock, W. L. Photoelectronic iamge devices. New York, Academic Press, 1960.
[25] Berger, H. et. al. În : IEEE-NS, **14**, 1, 1967, 428.
[26] Watts, H. V. ARF-1164-27, 1961.
[27] Shea, R. F. În : IEE trans-NS, **8**, 1961.
[28] Berger, H. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 441.
[29] Cutforth, D. C. şi Aquino, V. G. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 442.
[30] Barton, J. P. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 443.
[31] Hoyt, J. L. et al. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 446.
[32] Berger, H. şi Beck, W. N. În : Nucl. sci. engng., **15**, 1963, 411.
[33] Berger, H. et al. În : Nucl. sci. engng., **18**, 1964. 445.
[34] Moss, R.A. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 445.
[35] Garrett, D. A. şi Morris, R. A. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967, 444.
[36] Holloway, J. A. et al. În : Trans. am. nucl. soc. **10**, 2, 1967, 445.
[37] Barton, J. OP. În : Phys. med. biol., **9**, 1964, 33.
[38] Wood, D. E. În : Trans. am. nucl. soc., **10**, 2, 1967. 443.
[39] Teodorescu, I. E. *Generatoare de neutroni.* Bucureşti, Ed. Acad. R S R ., 1969.

Ing. GABRIEL IONESCU şi Ing. MIHAI TERTIŞCO

Modele matematice şi identificarea proceselor

Sub auspiciile Academiei de Ştiinţe a Republicii Populare Polone în perioada 9 — 14 martie a.c., la Iablona lîngă Varşovia, a avut loc simpozionul cu tema „Modele matematice şi identificarea proceselor".

La acest simpozion, al cărui scop a fost dezbaterea problemelor identificării proceselor automatizării complexe, au fost prezentate 38 de comunicări care au tratat o mare diversitate de aspecte ale acestei probleme. Titlurile celor mai importante lucrări, tipărite în trei volume, sînt cuprinse în anexă. Trebuie menţionat faptul că, alături de comunicările participanţilor în Republica Populară Polonă, au fost prezentate patru lucrări ale unor specialişti din Franţa şi două din Republica Socialistă România.

Sub raport teoretic, tendinţa principală manifestată la acest simpozion a fost de a încadra problema identificării într-o formalizare matematică generală.

În acest sens se poate distinge un grup important de lucrări care tratează problema identificării în spaţii metrice folosind, drept criteriu al identificării, minimizarea distanţei dintre mulţimea valorilor mărimii de ieşire a procesului $\underline{y} = [y_1, y_2, \ldots y_k \ldots y_N]$ şi mulţimea valorilor mărimii de ieşire a modelului $\hat{\underline{y}} = F(\underline{x}, \underline{A})$:

$$\hat{\underline{y}} = [F(\underline{x}_1, \underline{A}), F(\underline{x}_2, \underline{A}) \ldots F(\underline{x}_N \underline{A})]. \quad (1)$$

Prin această distanţă se înţelege funcţia:

$$d[\underline{y}, \hat{\underline{y}}] = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} d[y_k, F(\underline{x}_k, \underline{A})] = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} d_k, \quad (2)$$

în care $\underline{A}$ este vectorul coeficienţilor modelului, iar $\underline{x}$ este vectorul mărimilor de intrare ale procesului [1].

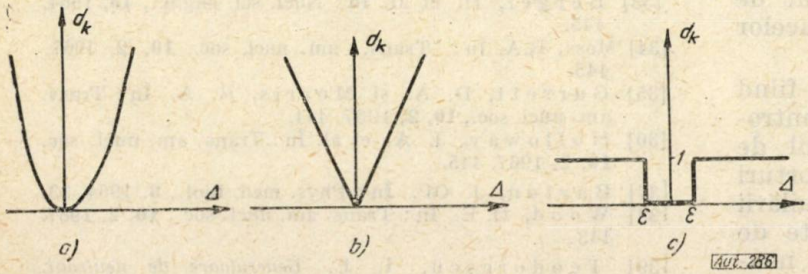


Fig. 1. Funcţii caracteristice ale măsurii.

Problema identificării constă în determinarea vectorului $\underline{A}$ care să minimeze distanţa dintre mulţimile de valori $\underline{y}$ şi $\hat{\underline{y}}$:

$$d\{\underline{y}, \underline{F}(\underline{x}, \underline{A}_{opt})\} = \min_{\underline{A}} d\{\underline{y}, F(\underline{x}, A)\}. \quad (3)$$

Acest mod de abordare a problemei a fost expus de prof. St. Wegrzyn, conducătorul ştiinţific al acestui simpozion, şi la Congresul IFAC de la Varşovia (1969), într-o lucrare elaborată în colaborare cu specialişti francezi.

În lucrarea [2] sînt analizate proprietăţile unor criterii de identificare de tipul (3), ca de exemplu:

$$d[y, \hat{y}] = F\left[\sum_{k=1}^{N} ||y_k - \hat{y}_k||\right] = F\left[\sum_{k=1}^{N} d_k\right], \quad (4)$$

în care $d_k = ||y_k - \hat{y}_k|| = \Delta_k$ este măsura distanţei.

În general, $d_k = f(\Delta)$ şi cele mai frecvente funcţii caracteristice $f(\Delta)$ sînt:

a) pătratice, $d_k = \Delta^2$ (fig. 1,a);
b) bipătratice, $d_k = \Delta^4$; (5)
c) modul, $d_k = |\Delta|$ (fig. 1,b);
d) modul signum, $d_k = |\text{sign}(\Delta + \varepsilon)|$ (fig. 1,c);
e) tip S, $d_k = \dfrac{\Delta^2}{1 + \Delta^2}$.

Astfel, folosind diferite funcţii caracteristice ale măsurii distanţei, se obţin criterii diferite de identificare.

În alte lucrări au fost prezentate algoritme de identificare, folosind criterii din categoria celor expuse.

În general, pentru rezolvarea problemei exprimate prin relaţia (3), se folosesc algoritme de căutare a extremului, cum ar fi: metodele

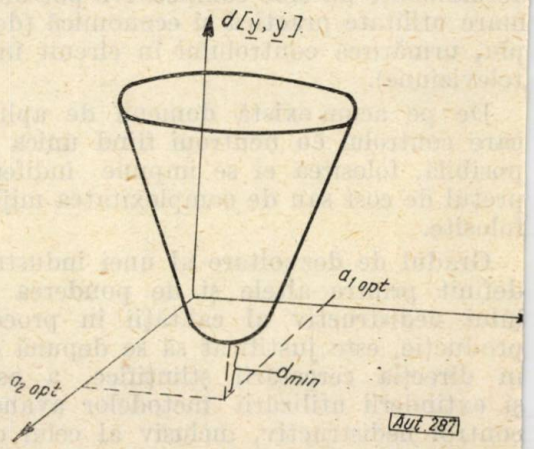


Fig. 2. Identificarea în planul parametrilor modelului

intervalelor de nedeterminare (Fibonacci, dihotomiei, secţiunii de aur etc.), metode heuristice (Gauss, Mugele, Rosenbrock) şi altele. Prin aceste metode se determină valorile optime ale coeficienţilor modelului, care asigură minimizarea criteriului (fig. 2).

În lucrarea [3] se tratează problema identificării prin minimizarea $d[\underline{y}, \hat{\underline{y}}]$ în spaţiul parametrilor şi se face o analiză a alorgitmilor de căutare a extremului prin prisma utilizării lor în rezolvarea problemei identificării.

Lucrarea [4] abordează problema într-un mod mai original, alegînd drept criteriu al identificării nu minimizarea distanţei de stare $d[y,\hat{y}]$ ci minimizarea distanţei de structură $d[a,\hat{a}]$, în care a este valoarea coeficienţilor procesului, iar $\hat{a}$ — valoarea coeficienţilor modelului.

Unele dintre lucrările prezentate s-au referit la utilizarea diferitelor proceduri ale aproximării stochastice în identificarea proceselor şi la alte metode de recurenţă pentru calculul coeficienţilor modelului $F(\underline{x}, A)$.

De exemplu, în lucrările [5], [6] este prezentată o metodă de calcul al coeficienţilor modelului (care minimizează un criteriu pătratic) ca nişte funcţii de momentele statistice $\underline{r}$ ale variabilelor aleatorii y şi x.

De exemplu, cînd $\hat{y} = \underline{a}^T \underline{x}$, folosind criteriul pătratic (5,a), rezultă:

$$\underline{a} = E(\underline{x}\ \underline{x}^T)^{-1} E(\underline{y}\ \underline{x}), \tag{6}$$

în care T este indicele de transpunere, iar E — operatorul speranţei matematice. Exprimînd speranţele matematice (care redau momentele de ordinul 2, φ_{xx} şi φ_{yx}) prin valorile empirice, se obţin expresiile empirice ale momentelor:

$$R_{xx,n} = \frac{1}{n} x_n^T ; R_{yx,n} = \frac{1}{n} x_n\ y_n^T, \tag{7}$$

prin intermediul cărora se pot calcula iterativ estimaţii ale coeficienţilor:

$$\underline{a}_n = \underline{R}^{-1}_{xx,n} \cdot \underline{R}_{yx,n}, \tag{8}$$

în care $\underline{R}_{xx,n}$ şi $\underline{R}_{yx,n}$ se pot calcula printr-o procedură de aproximare stochastică:

$$\left.\begin{aligned} \underline{R}_{xx,n} &= \underline{R}_{xx,n-1} - \gamma_n (\underline{R}_{xx,n-1} - \underline{x}_n \underline{x}_n^T) \\ \underline{R}_{yx,n} &= \underline{R}_{yx,n-1} - \gamma_n (\underline{R}_{yx,n-1} - \underline{x}_n \underline{\hat{y}}_n) \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

Algoritme similare au fost prezentate şi pentru cazul unor modele neliniare [5], [6].

O serie de lucrări au tratat problema preciziei modelului matematic determinat experimental, ca de exemplu lucrarea [7]. În lucrarea [8] sînt prezentate etapele analizei statistice a modelului, stabilirea limitelor de încredere pentru coeficienţii modelului matematic determinaţi prin metoda regresiei, precum şi unele recomandări derivate din această analiză. Lucrarea [9] se referă la experimentele active pentru determinarea modelului matematic staţionar şi tratează problema alegerii criteriului de bază pentru organizarea experimentului, care să asigure o precizie corespunzătoare modelului, atît în zona efectuării experimentului, cît şi în afara acesteia.

Un alt grup de lucrări a tratat problema identificării proceselor dinamice neliniare [10], [11] şi cu parametri distribuiţi [12], [13].

Cîteva dintre lucrările prezentate la acest simpozion au tratat probleme privind modelarea şi identificarea unor procese tehnologice concrete.

În lucrarea [14] este tratată problema modelării unei coloane de fracţionare a amestecurilor de mai mulţi componenţi pe baza legilor fizico-chimice care guvernează procesul de distilare, cum şi a utilizării modelului pentru studiul şi proiectarea coloanei folosind un calculator numeric.

În mod similar sînt abordate problemele în lucrările [15 — 19]. Lucrarea [15] prezintă particularitatea că, pe baza ecuaţiilor de bilanţ de căldură şi masă, se stabileşte forma calitativă a modelului matematic al procesului, de forma:

$$F(\underline{A}, \underline{x}, \underline{y}) = 0. \tag{10}$$

În lucrare este prezentat un algoritm pentru identificarea proceselor al căror model este de forma (10).

În cadrul simpozionului au mai fost prezentate şi alte lucrări care au abordat probleme de diagnosticare medicală, de identificare a structurii sistemului nervos la unele organisme etc.

Acest simpozion se încadrează într-o acţiune coordonată menită să elucideze, întîi, aspectele teoretice şi apoi practice ale problemelor pe care le ridică trecerea intensivă la automatizarea complexă a proceselor industriale. Pe această linie urmează să mai fie organizată două simpozioane care să dezbată aspecte teoretice privind algoritmizarea proceselor şi sinteza sistemelor de automatizare complexă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wergrzyn, St. *Modele matematice şi identificarea proceselor.*
[2] Ociesa, Z. *Despre alegerea criteriilor de identificare.*
[3] Poliquen, R. *Identificarea proceselor prin minimizarea unei distanţe de stare.*
[4] Lecamus, F., Richalet, J. *Identificarea proceselor prin minimizarea unei distanţe de structură.*
[5] Bubnicki, Z. *Metode de aproximare în identificare.*
[6] Greblicki, W. *Folosirea momentelor statistice empirice în identificare.*
[7] Gutenbaum, J. *Estimaţia preciziei modelului matematic pentru scopul conducerii automate.*
[8] Manczak, K. *Analiza statistică a modelului de tipul regresiei.*
[9] Kacprzynski, B. *Problemele alegerii criteriului de planificare optimă a experimentului pentru determinarea modelului matematic al proceselor.*
[10] Palusiński, O. *Identificarea proceselor dinamice neliniare.*
[11] Bialasiewicz, J. *Identificarea iterativă a comenzilor optime ale proceselor, pe baza măsurătorilor, în funcţionarea normală.*
[12] Chavent, G. *O metodă de rezolvare a problemei inverse în ecuaţiile cu derivate parţiale.*
[13] Findeisen, W. *Metodica estimaţiei modelelor matematice ale obiectelor conducerii.*

[14] Bornard, G. *Modelul matematic al unei coloane de distilare pentru mai multe componente. Reducerea timpului de calcul.*
[15] Gruszecki, J. *Identificarea proceselor cu modele matematice specifice, pe exemplul unui condesator din industria chimică.*
[16] Godziński, F. *Determinarea transmitanţelor obiectelor din industria oţelului (laminoarelor).*
[17] Berndt, A. *Modelul matematic al morilor de ciment.*
[18] Robalski, J., Moczynski, J., Cierpinska, J. *Model fizico-chimic al proceselor termice din convertizoarele pentru fabricarea oţelului.*
[19] Szalomski. C. *Modele matematice ale schemelor de comandă cu tiristoare.*
[20] Penescu, C., Ionescu, G. Tertişco, M. *Metodă de determinare a parametrilor proceselor automatizate.*
[21] Penescu, C., Tertişco, Ionescu, G. *Asupra unor metode de determinare a modelelor statice ale proceselor automatizate.*

NOUTĂŢI DIN DOMENIUL DE AUTOMATIZARE ŞI DE PRELUCRARE A DATELOR

Rezistenţe miniatură şi potenţiometre de mare precizie

Firma Morganite International din Anglia livrează rezistenţe realizate prin depunere de metal în straturi subţiri — cunoscute sub denumirea FILMET — avînd performanţe deosebit de ridicate. Astfel de rezistenţe, cu valori cuprinse între 6Ω şi 2,7MΩ, sînt foarte stabile, variaţiile de valoare nedepăşind în medie, 0,03% într-o perioadă de 20 de luni, iar variaţiile de valoare după 2 500 de ore de funcţionare cu o putere disipată de 1 W fiind de 0,23%. Toleranţele de fabricaţie sînt de asemenea foarte reduse, putîndu-se livra, după necesitate, loturi de rezistenţe care să se încadreze în limite de variaţie a valorilor de ± 0,1%, ± 1% sau mai mari.

Aceste rezistenţe pot funcţiona în condiţii de temperatură cuprinse între — 55°C şi + 125°C şi umiditate relativă pînă la 95%.

Dimensiunile rezistenţelor sînt foarte reduse — aşa cum se poate vedea din figura 1 — ceea ce permite miniaturizarea. Ele pot fi utilizate împreună cu circuite integrate, realizîndu-se pe această cale o gamă largă de ceea ce se numeşte circuite integrate hibride, cu aplicaţii numeroase în tehnica comunicaţiilor, automatizări, măsură şi control.

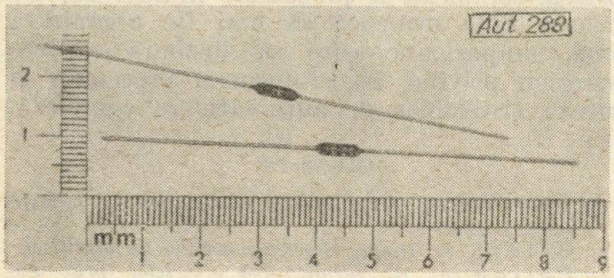


Fig. 1

Tensiunile maxime de lucru sînt pînă la 350 V, rezistenţa de izolaţie fiind de 10^6 MΩ la 500 V. Nivelul de zgomot este foarte redus, sub 0,1 μV/V, şi de asemenea inductanţa proprie care, la frecvenţe de pînă la 50 MHz, practic nu poate fi măsurată.

Potenţiometrele fabricate de firma Morganite poartă denumirea CERMET, ceea ce înseamnă ceramină-metal. Valorile lor sînt cuprinse între 10Ω şi 2 MΩ.

Potenţiometrele CERMET sînt produse în două variante: potenţiometru rotativ şi potenţiometru liniar. Dimensiunile cele mai mici sînt de 6,15 mm diametru pentru cele rotative şi de 9,32 × 7,37 × 7,14 mm pentru cele liniare.

Potenţiometrele rotative au un domeniu de deplasare unghiulară de 270° ± 25°. Puterea disipată pentru aceste modele este de 0,5 W la 70°C.

Potenţiometrele liniare pot fi prevăzute pentru deplasări pînă la 31,75 mm, care realizează rezoluţii de tensiune de ± 0,03%. Puterea disipată este de 0,75 W la 70°C. În figura 2 se poate vedea aspectul potenţiometrelor CERMET, atît de tip rotativ, cît şi de tip liniar.

Firma Morganite produce rezistenţe de valori foarte mari, denumite MEGISTOR, în limitele $10^7\Omega$ — $10^{14}\Omega$. Asemenea rezistenţe cu toleranţe de pînă la ± 1% pot fi utilizate ca etaloane secundare şi îşi găsesc de asemenea multiple aplicaţii în metodele de măsurare bazate pe radiaţii şi în cromatografia

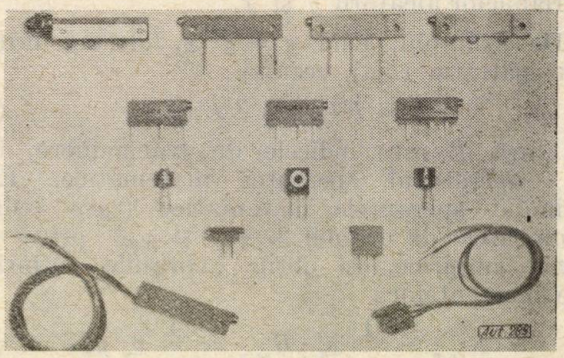


Fig. 2

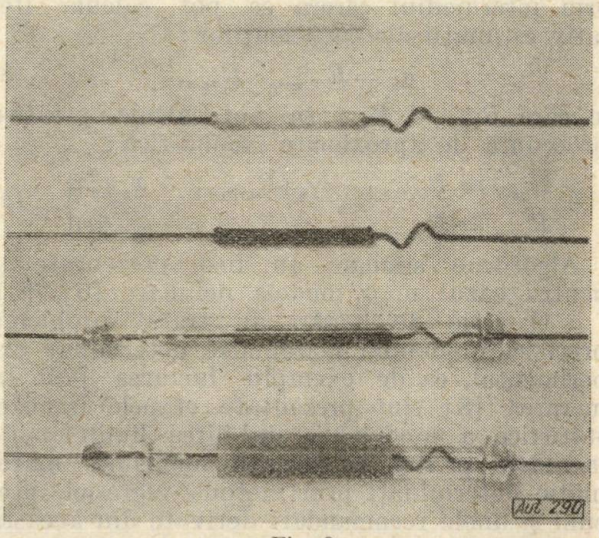


Fig. 3

gazoasă. Şi aceste rezistenţe se caracterizează printr-o bună stabilitate, 0,5% variaţii la o durată de un an. Ele sînt prevăzute cu un înveliş de sticlă tras sub vid şi acoperit cu lac siliconic, ceea ce le asigură o bună protecţie împotriva condiţiilor climatice variabile.

Aspectul general şi elementele componente ale unei rezistenţe MEGISTOR pot fi urmărite în figura 3.

Tiristoare de mare putere în capsule ceramice

Divizia de semiconductoare a firmei Westinghouse Brake and Signal Co. a introdus în fabricaţia curentă o nouă gamă de tiristoare de mare putere în capsule ceramice, pentru curenţi medii cuprinşi între 345 şi 905 A. Aceste tiristoare sînt prevăzute cu posibilitatea de montare a unuia sau a două dispozitive de răcire convenţionale (fig. 1). Atunci cînd tiris-

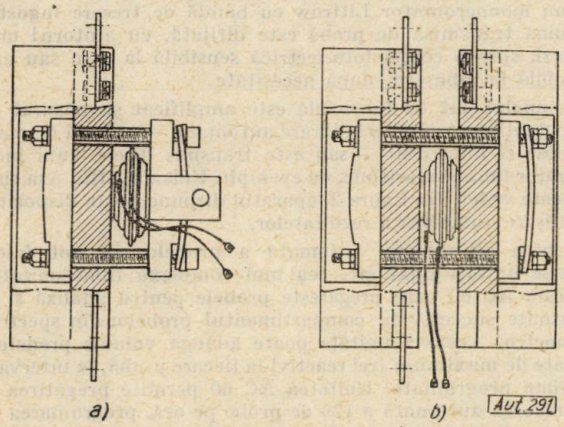


Fig. 1

torul se află montat între două dispozitive de răcire, puterea sa medie creşte cu 45 % ; de exemplu, curentul mediu redresat la tiristorul de tipul 344 Tx creşte de la 345 A la 540 A.

Pentru o bună răcire trebuie asigurate anumite caracteristici dispozitivelor de răcire : rigiditate suficientă pentru a evita deformări sub acţiunea forţelor exercitate de buloanele de strîngere, suprafaţă de contact netedă pentru a asigura transferul de căldură, acoperirea cu o peliculă de silicon a feţelor corespunzătoare ale tiristorului.

Debitmetre de precizie pentru conducte cu diametru redus

Două debitmetre cu emiţător, de construcţie diferită dar funcţionînd după acelaşi principiu, sînt fabricate de firma B. Rhodes din Anglia. Ambele modele sînt prevăzute cu un magnet permanent rotativ, capsulat, care acţionează un microîntrerupător cu lamelă de două ori în cursul unei rotaţii. Impulsurile formate prin acest procedeu pot fi transmise unor aparate de măsurat situate la distanţe pînă la 1,6 km, frecvenţa impulsurilor reprezentînd debitul, iar numărul de impulsuri cantitatea totalizată în intervalul de timp considerat.

Cele două tipuri de debitmetre diferă prin metoda utilizată pentru rotirea magnetului. Astfel la modelul PT, destinat pentru conducte cu diametrul între 25 mm şi 100 mm (fig. 1), magnetul este montat pe un ax cu elice, iar la modelul RT care se utilizează la conducte cu diametrul redus de 8 — 15 mm magnetul este încorporat în rotor (fig. 2).

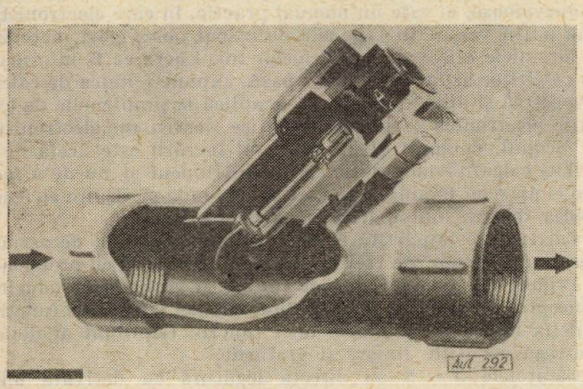


Fig. 1

Modelul PT se foloseşte pentru debite cuprinse între 10 l/min şi 2 300 l/min. Aşa cum rezultă din figura 1, debitmetrul constă într-un corp în formă de Y, din care o parte

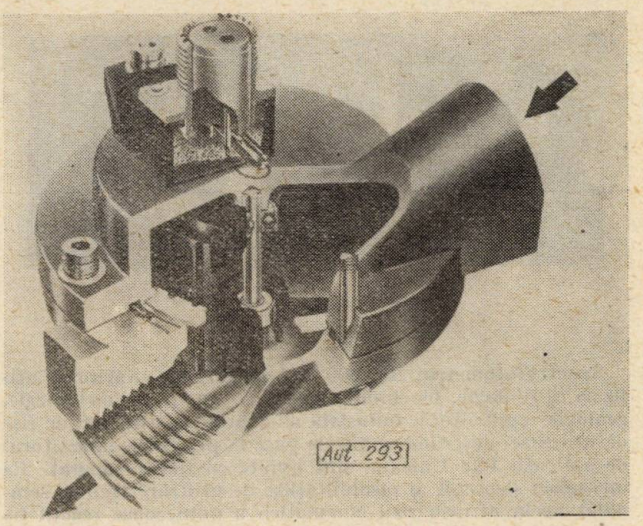


Fig. 2

(de bază) se intercalează pe conducta în care se măsoară debitul, iar ramificaţia dispusă sub un unghi de 45° cuprinde componentele emiţătorului. Elicea are trei palete montate la 45° în raport cu axul ce le susţine şi care este dispus în axul ramificaţiei, fiind astfel, la rîndul său, înclinat cu 45° faţă de direcţia de curgere. În acest mod se obţine ca cel puţin una, şi în anumite poziţii două, dintre palete să fie paralelă cu direcţia de curgere şi numai o paletă să fie opusă jetului de lichid.

Pentru conductele mici, 8 — 15 mm diametru, se utilizează un rotor de proporţii relativ mari — circa de patru ori diametrul conductei — întrucît introducerea unei elice în astfel de conducte ar duce la dimensiuni ce nu permit obţinerea unui moment activ suficient pentru antrenare. În rotorul debitmetrului RT, lichidul pătrunde şi loveşte partea superioară a acestuia şi iese pe la partea inferioară. Debitele ce pot fi măsurate sînt cuprinse între 2,5 l/min şi 50 l/min.

Spectrofotometru automat

Firma Pye Unicam din Anglia, una dintre marile firme specializate în construcţia de aparate de analiză, a introdus recent în fabricaţie spectrofotometrul SP 600 UV destinat pentru explorarea gamei 220 — 1 000 nm (cuprinzînd regiunile de ultraviolet şi vizibil ale spectrului), cu o precizie fotometrică de $\pm$ 0,5 % şi o reproductibilitate de undă de 0,4 nm în ultraviolet.

Aparatul poate fi utilizat ca unitate independentă (fig. 1) avînd funcţiunile unui spectrofotometru de laborator, dar,

Fig. 1

echipat cu accesorii, permite pregătirea şi analizarea unui număr de pînă la 120 de probe pe oră în mod complet automat (fig. 2). Rezultatele sînt date sub formă numerică sau înregistrate sub formă de spectrogramă.

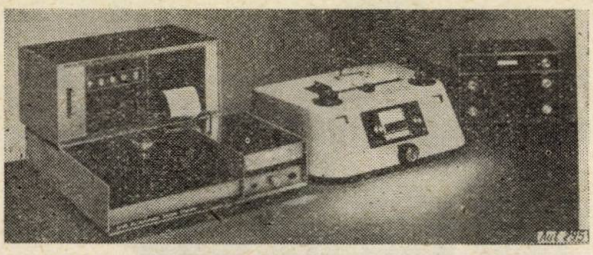


Fig. 2

Spectrofotometrul SP 600 UV îşi găseşte numeroase utilizări în biologie, biochimie, medicină ca şi în metalurgie, geologie, agricultură, industria alimentară. Peste 100 de fişe de utilizare, descriind analizele puse la punct de laboratorul de aplicaţii Pye Unicam, sînt livrate cu fiecare aparat. Ca un aspect deosebit al posibilităţilor de utilizare trebuie semnalat acela al urmăririi cinematicii a numeroase reacţii fie prin intermediul unor măsurări separate la intervale de timp prescrise, fie prin înregistrarea continuă a absorţiei sau concentraţiei, pe o undă fixă.

Dacă în compartimentul probelor spectrofotometrului se instalează o celulă de curgere directă, se poate efectua controlul automat al coloanelor cromatografice.

Sistemul fotooptic al aparatului este prevăzut cu două surse de lumină — o lampă cu filament de wolfram şi o lampă cu arc în deuteriu — pentru a cuprinde întreaga gamă de unde.

Unda necesară pentru o analiză specifică este selectată cu un monocromator Littrow cu bandă de trecere îngustă. Lumina transmisă de probă este dirijată, cu ajutorul unei oglinzi, spre o celulă fotoelectrică sensibilă la roşu sau una sensibilă la albastru, după necesitate.

Semnalul dat de fotocelulă este amplificat şi măsurat cu un potenţiometru cu echilibrare automată — metodă de mare precizie şi liniaritate — sau este transmis direct unui înregistrator liniar-logaritmic, de exemplu Unicam AR5. Aşa cum se poate vedea din figura 2, aparatul dispune de un dispozitiv de afişare numerică a rezultatelor.

Pentru schimbarea automată a probelor se pot folosi diverse unităţi auxiliare, cea mai complexă fiind unitatea Unicam AC 60 care pregăteşte probele pentru analiză şi le transmite succesiv în compartimentul probelor din spectrofotometru. Această unitate poate adăuga volume predeterminate de maximum trei reactivi la fiecare probă, la intervale de timp programate. Unitatea AC 60 permite pregătirea şi schimbarea automată a 120 de probe pe oră, programarea sa necesitînd un timp redus de numai cîteva minute.

Gabriel Ionescu

RECENZII

W. Wickes. **Proiectarea logică cu circuite integrate** (Logic design with integrated circuits). New York, Wiley, 1969, 249 p.

Proiectarea elementelor logice cu circuite integrate a devenit de o deosebită actualitate practică, o dată cu utilizarea acestora în realizarea variatei game de aparatură numerică. De aceea apariţia unei asemenea cărţi, care prezintă într-un mod remarcabil principiile fundamentale ale acestui gen de proiectare, este bine venită pentru un larg cerc de specialişti. Cartea poate fi studiată fără a face apel la cunoştinţe conexe din domeniul algebrei logice şi se adresează în primul rînd inginerilor proiectanţi care sînt confruntaţi cu rezolvarea unor probleme practice.

Lucrarea conţine în totalitate un număr de zece capitole. În primele trei capitole sînt prezentate fundamentele algebrei logice, şi anume sistemul de numărare binar, bazele algebrei booleene şi elemente de sinteză a schemelor logice cu un număr minim de elemente.

Aceste noţiuni sînt strict necesare pentru urmărirea în continuare a restului materialului prezentat în carte.

În capitolul 4 se prezintă tipurile de circuite integrate fabricate în mod curent, insistîndu-se într-o oarecare măsură asupra detaliilor de funcţionare a acestor circuite, care sînt strict necesare unei înţelegeri adecvate a acestor aspecte.

În capitolul 5 se prezintă bazele logicii combinatorii insistîndu-se în mod special asupra folosirii blocurilor logice ŞI — NU şi SAU — NU, care se justifică prin faptul că majoritatea circuitelor integrate logice realizează aceste logici.

În capitolul următor se prezintă o succintă expunere asupra logicii secvenţiale, iar în capitolul 7 se analizează funcţionarea reţelelor secvenţiale cu impulsuri, de tipul circuitelor bistabile, avînd ca obiectiv final determinarea condiţiilor pentru realizarea memoriilor cu un număr minim de circuite.

În capitolul 8 se expun principiile programării în utilizarea circuitelor logice bistabile, folosind diagramele de stare, iar în capitolul 9 se analizează numărătoarele realizate cu circuite bistabile.

În ultimul capitol se analizează două probleme cu caracter mai special, şi anume multiplicatoarele numerice şi analizoarele diferenţiale numerice. Lucrarea se adresează inginerilor electronişti şi specialişti în construcţia calculatoarelor, care sînt confruntaţi cu rezolvarea problemelor de analiză şi sinteză a circuitelor logice realizate cu circuite integrate. De aceea, lucrarea este importantă şi foarte utilă pentru specialiştii noştri, avînd în vedere preocupările actuale şi sarcinile legate de construcţia de calculatoare electronice în ţara noastră, ca şi a altor tipuri de echipamente numerice folosind circuite integrate.

Gh. R. Ianculescu

P.A. Malvino. **Calculul pentru electronică** (Calculus for electronics). New York, Wiley, 1969, 304 p.

Această lucrare porneşte de la ideea de a strînge la un loc toate acele cunoştiinţe matematice şi tehnice de calcul indispensabile electronistului modern (inginer sau tehnician cu studii superioare). Nu este o carte cu demonstraţii lungi şi anevoioase, ci este un manual practic, în care electronistul mai puţin versat în tehnicile de calcul poate găsi metodele şi formulele adecvate problemelor lui. Lucrarea îl informează pe cititor asupra ideilor de bază, expune tehnica de calcul respectivă şi arată apoi cum se aplică la problemele de circuite electronice (cele mai specifice pentru un electronist).

Scopul, declarat şi de autor, al lucrării este acela de a utiliza calculul matematic ca un instrument şi nu de a face din el un scop în sine, idee care corespunde pe deplin cu concepţia despre matematică a electroniştilor.

Cartea este împărţită în 12 capitole, conţinînd de asemenea şi un număr de trei apendice şi un capitol cu probleme.

Primul capitol se ocupă de funcţii şi grafuri, introducînd conceptul de funcţie, notaţiile funcţionale, funcţia de funcţie, funcţia implicită şi graful unei funcţii. Capitolul al doilea tratează ecuaţiile liniare şi grafurile.

Capitolele 3 — 8 au directă legătură cu derivata unei funcţii şi aplicaţiile acesteia în electronică. După ce se defi

neşte riguros derivata unei funcţii şi se dau regulile de derivare (cap.3—5), în capitolele 6, 7 şi 8 se arată cele mai importante aplicaţii ale derivatei: rezolvarea problemelor de max-minim.

Capitolul 9 se ocupă cu definirea, calculul şi aplicaţiile diferenţialei, noţiune de bază pentru celelalte două capitole 10 şi 11, care tratează integrala nedefinită şi, respectiv, integrala definită. În afara teoremelor fundamentale şi a regulilor de calcul clasice, remarcăm aplicaţiile calculului integral la determinarea unei serii de mărimi care prezintă interes pentru electronist (ca: valoarea medie, eficace etc. pentru diferite forme de undă, în deosebi nesinusoidale).

Capitolul 12, care încheie lucrarea, tratează funcţiile trigonometrice, funcţia exponenţială şi răspunsul tranzitoriu al circuitelor mai tipice.

În concluzie, putem afirma că lucrarea prezentată se remarcă prin conciziune, spirit practic, prin faptul că elimină voit o bună parte din demonstraţii, pentru a merge direct la obiect: acela de a pune la îndemîna electronistului un instrument de calcul precis.

Ea se adresează în primul rînd electroniştilor (ingineri şi tehnicieni) şi studenţilor din facultăţile de specialitate, care pot găsi în cuprins şi o serie de aplicaţii sub formă de probleme rezolvate.

Fl. Stănciulescu

T. H. Lee, G. E. Adams, W. M. Gaines. **Conducerea proceselor prin calculatoare: modelarea şi optimizarea** (Computer process control: modeling and optimizati›n). New York, Wiley, 1969, 386 p.

Utilizarea tot mai amplă a calculatoarelor electronice în conducerea proceselor tehnologice a făcut ca în prezent numărul total al calculatoarelor instalate în întreaga lume şi destinate unor asemenea aplicaţii să fie mai mare decît 3 000. O dată cu numărul calculatoarelor folosite a crescut şi complexitatea funcţiunilor pe care acestea le îndeplinesc în cadrul sistemelor de conducere a proceselor tehnologice respective.

În literatura de specialitate au apărut numeroase articole de revistă, care tratează diverse aspecte, mai teoretice sau mai practice, ale acestei probleme deosebit de cuprinzătoare.

Din păcate însă, prea puţine cărţi au apărut în acest domeniu care să reuşească, cît de cît, să prezinte o sinteză a multiplelor probleme pe care le pune introducerea sistemelor de automatizare avansată a proceselor tehnologice cu ajutorul calculatoarelor.

Una dintre aceste puţine cărţi este cartea profesorilor Lee, Adams, Gaines, care abordează problemele centrale legate de acest domeniu, şi anume acelea ale stabilirii modelelor matematice ale proceselor şi ale optimizării lor.

Lucrarea conţine în total zece capitole.

În primul dintre acestea se prezintă rolul şi funcţiunile îndeplinite de un calculator în cadrul unui sistem de automatizare avansată a unui proces tehnologic.

Următoarele patru capitole sînt dedicate problemei modelării proceselor.

Astfel, capitolul 2 prezintă o introducere în această problemă, în cadrul căreia se prezintă cîteva tipuri şi probleme de modelare: stabilirea modelelor funcţionale, a modelelor fizice, a modelelor economice şi a modelelor procedurale. Pentru fiecare se dau cîteva exemple simple.

Capitolul 3 tratează, în mod amplu, problema modelelor funcţionale, legată de utilizarea calculatoarelor de proces.

Capitolul următor expune metodele analitice şi experimentale folosite pentru determinarea modelelor fizice ale proceselor: metoda regresiei liniare, metoda regresiei multiple, exemple de determinare a modelelor fizice ale proceselor, folosind atît metode analitice, cît şi metode experimentale.

În capitolul 5 se tratează problema determinării modelelor economice, în scopul obţinerii unor indicatori cantitativi care să poată justifica introducerea unui calculator electronic într-un sistem automatizat. Se prezintă în cadrul acestui capitol mai mulţi indicatori economici, metode folosite pentru obţinerea modelelor economice şi cîteva exemple simple.

Este demn de remarcat faptul că, pentru prima oară într-o carte destinată problemelor de automatizare, se încearcă să se facă o legătură cu aspectul cantitativ al eficienţei economice, care capătă o importanţă tot mai mare în concepţia modernă a sistemelor automate.

Următoarele cinci capitole ale lucrării analizează problema optimizării sistemelor automate.

Astfel, capitolul 6 constituie în fapt o prezentare generală a tuturor aspectelor, care vor fi reluate în celelalte capitole, permiţînd cititorului să capete o vedere de ansamblu asupra problemei optimizării sistemelor.

În capitolul 7 se tratează metodele analitice de optimizare în regim staţionar a proceselor avînd caracteristici cunoscute, iar în capitolele următoare se tratează metodele de optimizare în regim staţionar a proceselor cu caracteristici ce se modifică în timp, respectiv metodele de optimizare în regim staţionar a proceselor cu caracteristici puţin cunoscute.

În sfîrşit, ultimul capitol al lucrării examinează în oarecare detalii problema optimizării dinamice a proceselor cu caracteristici definite: metodele variaţionale şi metoda programări dinamice.

În capitolele destinate problemelor de optimizare se face şi o legătură între metodele analitice prezentate şi problema algoritmilor de conducere optimală a proceselor cu ajutorul calculatoarelor electronice, pa baza cărora să se poată face programarea corespunzătoare a calculatoarelor.

Acest aspect este însă din păcate adîncit într-o foarte mică măsură, astfel încît, deşi lucrarea permite însuşirea unor multiple aspecte legate de automatizarea avansată a proceselor cu ajutorul calculatoarelor electronice, ea nu constituie totodată şi un îndreptar practic amănunţit pentru realizarea acestui deziderat.

Oricum, valoarea lucrării este incontestabilă, fiind de un real folos pentru documentarea de bază într-un domeniu pe cît de pasionat, pe atît de complex.

Gh. R. Ianculescu

O. Föollinger. **Reglarea neliniară** (Nichtlineare Regelungen). München, Oldenbourg, 1969.

Tehnica reglării automate neliniare preocupă în prezent un mare număr de automatişti, atît din punct de vedere teoretic cît şi practic. În acest domeniu de preocupări reţin atenţia în mod deosebit metodele de analiză a stabilităţii şi stabilizarea sistemului de reglare neliniar, analizat ca şi optimizarea buclei de reglare, cu elemente neliniare. O caracteristică a lucrării recenzate aici este aceea că ea prezintă, pe lîngă problemele teoretice specifice, o serie de probleme concrete de tehnica reglării, care stau în faţa tuturor utilizatorilor.

Lucrarea este constituită din trei volume şi anume volumul 1 intitulat „Bazele şi echilibrul armonic" (151 p.), volumul 2 „Utilizarea planului fazelor (103 p.) şi volumul 3 „„Teoria lui Liapunov şi criteriul Popov" (105 p.) Fiecare din cele trei volume are un caracter de monografie, scoţînd în evidenţă metodele de analiză (cu enumerarea condiţiilor de valabilitate şi a restricţiilor în aplicaţii) şi prezentînd o serie de probleme concrete tratabile cu ajutorul metodelor expuse anterior.

Volumul 1 este dedicat unor probleme fundamentale ca: structura sistemelor neliniare şi caracteristicile elementelor mai des întîlnite, variabilele de stare, starea staţionară a unui sistem dinamic şi a buclelor de reglare neliniare şi comportarea stabilităţii unui sistem. neliniar.

În partea a doua a volumului 1 sînt tratate problemele care se încadrează în capitolul echilibrului armonic (adică liniarizarea armonică şi metoda funcţiei de ddescriere). În această parte se prezintă metoda funcţiei de descriere, cu implicaţiile şi limitările sale, se rezolvă ecuaţia echilibrului armonic $(L(j\omega)N(A) + 1 = 0)$, se deduc condiţiile de stabilitate asimptotică globală şi se aplică caracteristicile de frecvenţă ale unui sistem cu timp mort şi ale unui sistem cu histerezis la determinarea marginii de stabilitate a acestora.

Volumul 2 cuprinde problemele care se încadrează în aşa-numita metodă a planului fazelor. După o prezentare a unor chestiuni teoretice, generale, autorul discută analiza

stabilităţii şi stabilizarea unei bucle de reglare neliniare în planul fazelor şi limita ciclurilor (în planul fazelor). O aplicaţie importantă, printre altele, este aceea care se referă la sistemele de reglare cu timp mort, în planul fazelor.

O problemă importantă tratată aici este aceea a concepţiei sistemelor optimale, în planul fazelor. În sfîrşit, o ultimă problemă se referă la tratarea sistemelor de ordin superior în acelaşi plan.

Volumul 3 se ocupă de problemele cunoscute sub denumirea de teoria lui Liapunov şi criteriul lui Popov. Ambele chestiuni au atras în ultimii ani atenţia specialiştilor; aprofundarea lor în continuare, stîrneşte interes.

În partea dedicată teoriei lui Liapunov se tratează: metoda directă a lui Liapunov, criterii de stabilitate, găsirea funcţiei lui Liapunov, metodele lui Aiserman, Schultz şi Gibson, ca şi dependenţa dintre comportarea stabilităţii sistemului neliniar şi a celui liniarizat (metoda primei aproximaţii).

În partea dedicată criteriului lui Popov se examinează stabilitatea absolută a unui sistem de reglare automată, se formulează şi se aplică criteriul Popov, se caută o soluţie numerică şi una geometrică a inecuaţiei lui Popov şi se dau o serie de forme diferite ale criteriului, forme datorite altor autori.

Fiecare din cele trei volume care alcătuiesc lucrarea se încheie cu o bogată listă bibliografică, specifică.

Cu toate că unele dintre problemele tratate de autorul german reprezintă o reluare a unor probleme mai vechi, totuşi ţinînd seamă de actualitatea problemelor reglării neliniare, credem că ea merită atenţia specialiştilor din ţara noastră. În plus, subliniem faptul că autorul reuşeşte să lege teoria sistemelor neliniare, adesea abstractă, de o serie de cazuri concrete, cu care ne întîlnim în practică. Aceasta conferă cărţii caracterul de lucrare de specialitate, de auxiliar preţios în cercetare şi proiectare, îndepărtînd-o de tiparele manualelor didactice.

Apreciem că ea va fi utilă tuturor celor ce lucrează în domeniul reglării automate, cercetători şi proiectanţi, ca şi cadrelor didactice şi studenţilor de la facultăţile de specialitate.

Fl. Stănciulescu

A. Schöne. **Sisteme de calcul pentru procesele din industria prelucrătoare. Modele de procese, teoria sistemelor şi aplicaţii.** (Prozessrechensysteme der Verfahrensindustrie. Prozessmodelle, Systemtheorie und Anwendungen). München Hanser 1969, 204 p.

Problema conducerii proceselor industriale constitue nu numai aspectul cel mai evoluat al conceptelor de automatizare a proceselor industriale, dar în acelaşi timp şi unul dintre cele mai dificile domenii în care se utilizează în prezent calculatoarele electronice.

Utilizarea cu succes a calculatoarelor electronice în conducerea proceselor industriale este confruntată cu rezolvarea unor multiple probleme, atît cu conţinut teoretic cît şi cu aspect practic. O privire de ansamblu asupra acestor multiple aspecte este realizată de către cartea lui A. Schöne, care constituie una dintre foarte puţinele cărţi scrise în acest domeniu.

Lucrarea conţine în totalitate zece capitole.

La capitolul 1, care constituie o introducere, se prezintă cadrul general al problemei conducerii unui proces cu un calculator electronic. Capitolul 2 indică principalele domenii de aplicare industrială a calculatoarelor electronice, precum şi caracteristicile generale ale calculatoarelor de proces fabricate de diversele firme. Concepţia generală a sistemului proces + calculator, precum şi funcţiile pe care calculatorul trebuie să le îndeplinească sînt prezentate în capitolul 3.

Problema modelării proceselor (caracteristicile statice şi cele dinamice) împreună cu unele exemple, în special de procese chimice, constituie obiectul capitolelor 4 (aspectul teoretic general al acestei probleme) şi 5 (metodele experimentale privind determinarea acestor caracteristici).

În capitolul 6 se examinează problema optimizării bazate pe caracteristicile statice ale proceselor, atît pentru procesele cu caracteristici perfect determinate (optimizarea după model), cît şi pentru cele al căror model este cunoscut doar calitativ (optimizarea adaptivă şi prin explorare).

În capitolul următor se examinează problema optimizării dinamice a proceselor: metodele variaţionale, programarea dinamică, precum şi metoda gradientului. Tratarea este însoţită de unele exemple, privind în special optimizarea reacţiilor chimice. Capitolul 8 tratează problema reglării numerice directe, atît din punct de vedere teoretic cît şi practic; în cadrul acestui capitol se expune de asemenea problema algoritmului pentru reglarea numerică directă.

Problema generală a software-ului pentru calculatoarele de proces, cu evidenţierea caracterului specific al acestuia, constituie obiectul capitolului 9.

În ultimul capitol al lucrării se discută unele aspecte ale eficienţei economice a utilizării calculatoarelor pentru conducerea de procese tehnologice.

Ca anexă la lucrare, se prezintă o bogată bibliografie pe capitole.

Lucrarea este deosebit de utilă pentru un cerc larg de cititori, prezentînd interes atît pentru cei cu preocupări teoretice, cît şi pentru cei cu preocupări practice.

Gh. R. Ianculescu

EXPORT IMPORT KOVO

KOVO A PREGĂTIT PENTRU DV.

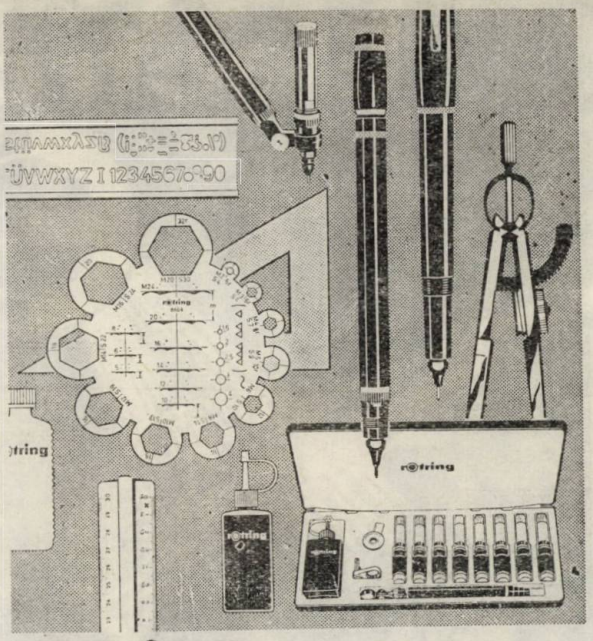
MĂSURAREA ŞI CONTROLUL DE ÎNALTĂ SENSIBILITATE AL TEMPERATURII

KOVO vă oferă o gamă completă de traductoare de temperatură, cable şi cutii de compensare, instrumente indicatoare, înregistratoare, regulatoare, selectoare de punct de măsurare pentru o gamă largă de aplicaţii ori de cîte ori se cere o înaltă fiabilitate şi precizie de măsurare.

KOVO ÎNTREPRINDERE PENTRU COMERŢUL EXTERIOR
APARATE PENTRU INDUSTRIE

Tr. Dukelskych Hrdinu 47
Praga—Cehoslovacia
Telef. : 3801 Telex: 283

PUBLICOM



rotring
macht das Zeichnen leichter

Pe baza renumitului Tintenkuli a fost dezvoltat stiloul cu tuş Rapidograph, primul stilou cu tuş din lume, cu sistem tubular şi mecanism cu piston, pentru desen tehnic, cu 10 grosimi de linii de la 0,1 la 1,2 mm. Sistemul schimbabil Variant contribuie la o mai bună raţionalizare a lucrărilor de desen. Pot fi realizate 10 grosimi de linii de la 0,1 pînă la 1,2 mm folosind un singur suport.

Pentru scrierea curată şi exactă, Rotring oferă un sistem variabil Varioscript pentru 16 mărimi de litere de la 1,4 la 20 mm.

Special pentru desenul pe material plastic a fost confecţionat stiloul cu tuş Foliograph pe baza sistemului interschimbabil, cu vîrf de safir, pentru 8 grosimi de linii de la 0,15 la 1,2 mm. De asemenea a fost adoptat pentru tuşuri dizolvante de folii şi solubile în apă.

Cu Rotring se poate desena mai uşor — mai repede — mai raţional!

- Asigură o durată lungă de funcţionare datorită vîrfurilor tubulare rezistente la uzură
- Uşurează alegerea grosimii necesare
- Trasează linii uniforme cu margini bine definite
- Asigură lucrări curate
- Are un rezervor de tuş de mare capacitate
- Se reîncarcă în mod simplu
- Se poate curăţa uşor

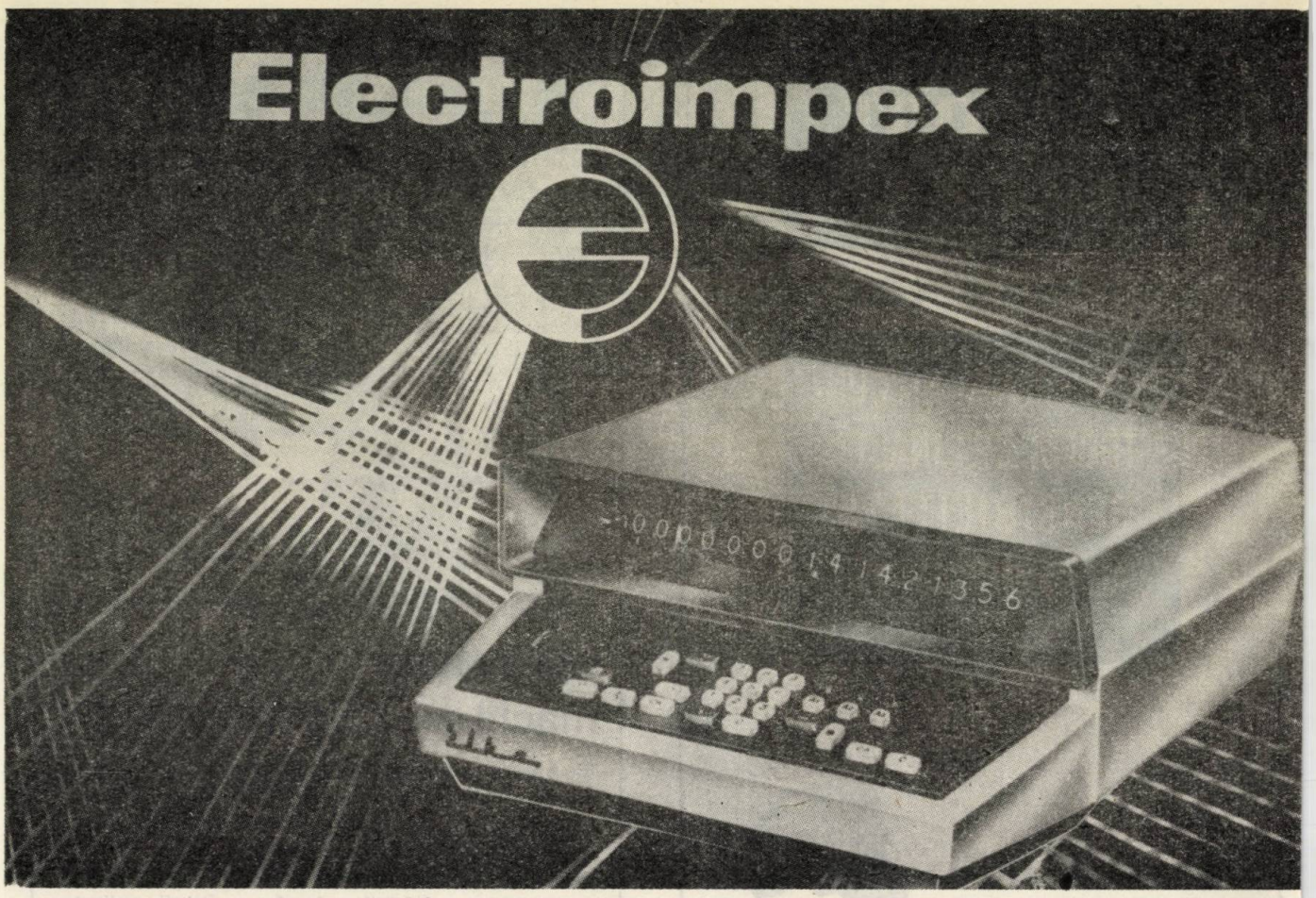
O vastă gamă de instrumente de desen indispensabile în cazurile în care se cere o înaltă precizie: stilou de tuş, tuş de desen, şablon de scris şi desenat, linii, echere, compasuri.

RIEPE—WERK 2 Hamburg—54
POSTFACH 13 529 R.F.G.

EXPUNEM LA TÎRGUL INTERNAŢIONAL BUCUREŞTI 1970, Hala 1 (parter), stand nr. 250

Vă rugăm cereţi prospecte!

PUBLICOM



ELECTROIMPEX S A R L — BULGARIA
SOFIA, 17 RUE G. WASHINGTON
TELEFON: 88-49-91
TELEX: 575

Exportă

CALCULATOARE ELECTRONICE „ELKA" 6521 de birou

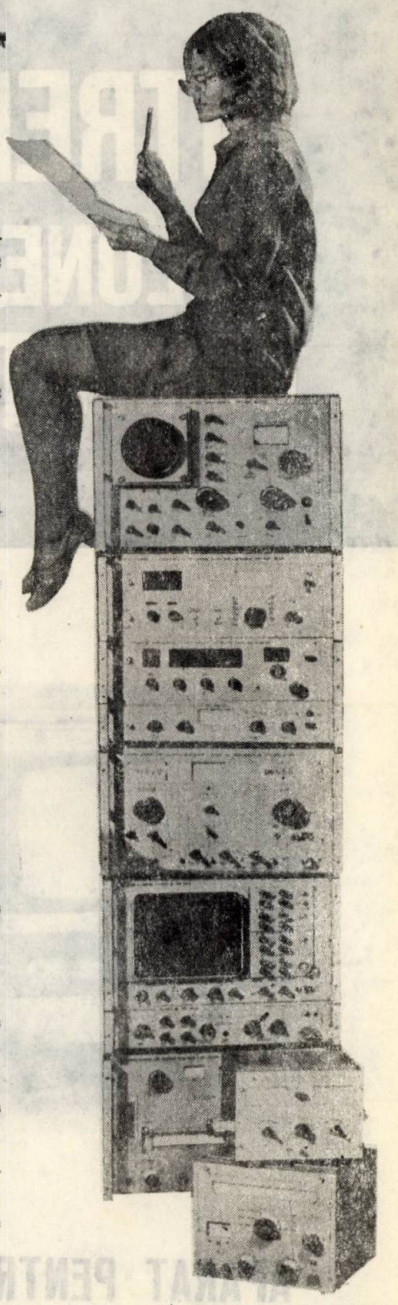
Conceput în vederea rezolvării problemelor de ordin tehnic şi economic

ELKA 6521:

— efectuează adunarea, scăderea şi extragerea rădăcinii cu numere de 16 cifre;
— execută înmulţirea şi ridicarea la putere cu precizie dublă;
— realizează adunarea şi scăderea în trei registre independente;
— execută calculul cu precizia aleasă în prealabil;
— execută ordonarea tuturor numerelor şi rezultatelor pînă la locul fixat în prealabil pentr virgulă şi efectuează rotunjirea rezultatelor;
— la manipulare incorectă, operaţia este întreruptă automat;
— funcţionează rapid şi silenţios;
— oferă o mare uşurinţă în manipulare.

PUBLICOM

Pe un program progresiv



nu ne putem aşeza. Dezvoltarea va progresa în viitor mai repede decît acum. Chiar progresul de pînă acum al firmei Rohde & Schwarz a fost cu totul altfel decît liniştit.

Importante realizări de pionierat:
1938 primul ceasornic portativ cu cuarţ din lume (utilizat în Sahara)
1943 prima fişă combinată de înaltă frecvenţă fabricată industrial
1967 primul automat de măsură IC dezvoltat în Europa

Întreprinderea Dr. Rohde şi Dr. Schwarz, creată la începutul anului 1930, are astăzi 4000 de colaboratori pentru cercetări, producţie şi vînzare de aparate electronice de măsură şi comunicaţii. Programul cuprinde peste 1000 de modele de aparate.
Baza ştiinţifică este suprema poruncă într-o întreprindere ai cărei fondatori sînt fizicieni. O grijă extremă în fabricaţie şi un control sever al calităţii au contribuit de asemenea la dobîndirea unui renume mondial pentru fabricatele noastre.

Programul nostru de aparate de măsură:
Emiţătoare pentru frecvenţă joasă pînă la foarte înaltă frecvenţă ● Generatoare cu frecvenţă normală ● Locuri de măsură pentru interferenţe ● Normale de măsurat ● Amplificatoare ● Oscilografe ● Aparate de înregistrat ● Instrumente de măsurat tensiunea şi cîmpul ● Instrumente de măsurat puterea şi frecvenţa ● Instrumente de măsurat pentru R, L, C, tan δ şi Q ● Semiconductoare şi automate de măsură IC ● Program de construcţii, modulare pentru înregistrarea şi prelucrarea valorii de măsură ● Instalaţii de măsurat intensitatea sonoră şi de televiziune ● Elemente de construcţie coaxiale.

Din vîrful

turnului olimpic din München (figura din stînga) şi al altor turnuri de emisiune din multe ţări se emit programe de radio şi televiziune. Instalaţiile stereo sau în culori, inclusiv staţiile de emisiune şi antenele, sînt de la Rohde şi Schwarz. Creaţii de pionierat din domeniul transmiterii de ştiri de la Rohde şi Schwarz:
1949 primul radioemiţător german de unde ultrascurte
1964 prima instalaţie europeană telemetrică de recepţie pentru sateliţi de prognoză a vremii.

Programul nostru de telecomunicaţii:
Staţii de emisiune mobile şi staţionare, instalaţii de recepţie şi antene pentru unde scurte, radio pe unde ultrascurte, televiziune şi securitatea zborurilor ● Recepţie de la sateliţi ● Amplificatoare de selectivitate ● Aparate de adaptare ● Comenzi cu rotaţie ● Dispozitive de teleacţiune.

Tîrgul din Bucureşti Hala W — Standul 157

ROHDE & SCHWARZ

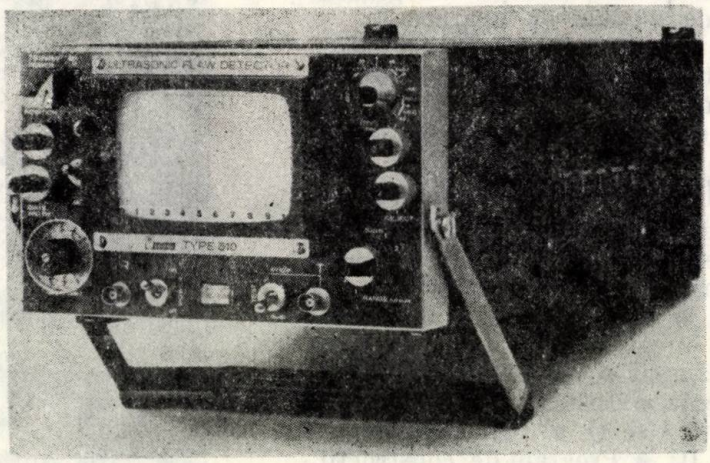
-8000 Muenchen 80 ● Căsuţa poştală 801469 ● Muehldorfstrasse 15 ● Telex 52.3703

PUBLICOM

METRONEX
LIVREAZĂ:

ÎNTREPRINDEREA POLONEZĂ DE COMERŢ EXTERIOR

Aparatură electronică de măsură şi control. Aparate de măsură electrice. Aparatură de tehnică nucleară. Instalaţii de calculat electronice. Aparate industriale pentru măsurarea mărimilor neelectrice. Elemente de construcţie pentru automatizarea industrială. Instrumente optice. Aparatură de laborator. Laboratoare complete. Material didactic. Sticlărie de laborator.



APARAT PENTRU CONTROLUL ULTRASONIC AL MATERIALELOR MODEL 510

- înaltă precizie şi claritate bună
- domeniu de adîncime de 1 cm pînă la 10 m pentru întreaga imagine
- reglaj precis, larg domeniu al întîrzierii bazei timpului
- ştergător precis, calibrat
- monitor cu ieşire logică şi proporţională
- rezistent la solicitări climatice ridicate
- complet transistorizat, dotat cu semiconductoare cu siliciu
- imagine mare, luminozitate înaltă
- funcţionare continuă minimum 10 ore cu alimentare din bateria interioară. Posibilă şi alimentarea din reţea
- diferiţi butoni ceramici de deservire în construcţie normală şi unghiulară

ÎNTREPRINDEREA POLONEZĂ
DE COMERŢ EXTERIOR METRONEX
Warszawa 1, Al. Jerozolimskie 44.
Căsuţa poştală: 198
Telefon: 26-20-11, 26-22-21, 26-74-41

METRONEX

PAVILIONUL POLONEZ, standul METRONEX

MAGYAR KERESKEDELMI KÖZLÖNY 1883

PUBLICOM

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

vol. 14 (1970) nr. 6 (noiembrie—decembrie) p. 245—286

CUPRINS

CZ 621.374 : 621.317.77

Sprînceană, N. şi *Palcu, I.* :

Dispozitiv pentru măsurarea automată a defazajului dintre două trenuri de impulsuri şi compararea numărului de impulsuri conţinute de acestea.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 245—249

Este descris un dispozitiv conceput şi realizat de autori în scopul enunţat şi care permite obţinerea rezultatului atît sub formă analogică cît şi sub formă numerică.

CZ 621.374.5

Poeată Nina :

O schemă nouă de operator compus pentru realizarea funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul treee-tot.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 249—254

Lucrarea tratează o posibilitate de sinteză a unor scheme de dispozitive de întîrziere.

CZ 681.335.5 : 532

Dumitrache, I. :

Principii de realizare a sumatoarelor fluidice numerice.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 254—259

Se stabileşte schema optimă a unui astfel de sumator, folosind un număr minim de elemente fluidice.

CZ 532 : 621.373.431.1

Găburici, V. :

Elemente fluidice bistabile cu intrare de numărare.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 259—264

Sînt prezentate mai multe scheme de elemente bistabile cu intrare de numărare, realizate cu elemente fluidice bazate atît pe efectul Coandă cît şi pe interacţiunea jeturilor de aer.

CZ 621. 391 : 518.4

Ceaptru, M. :

Utilizarea grafurilor de transfer la obţinerea matricei rezolvente la sistemele liniare invariante în timp.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 264—266

Autorul reduce în acest caz calculul obişnuit de inversare a un calcul de transmitanţe.

CZ 681.325.6 :621.391

Murgan, Adr. şi *Gherguş Felicia* :

Discriminator de secvenţă binară capabil de detecţia erorilor

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 267—275

Lucrarea se ocupă de studiul automatelor secvenţiale diagnozabile, în particular de un discriminator de secvenţă binară autocontrolabil.

CZ 681.335.5

Pilat, Fl. :

Dispozitiv de multiplicare şi demultiplicare cu dubla modulaţie a impulsurilor.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 275—280

Se descrie un dispozitiv analogic de înmulţire cu dubla modulaţie a impulsurilor.

CZ 621.391 : 621 — 52 : 061.3

Badea, I.A. :

Simpozionul internaţional IFAC „Identificarea şi estimarea parametrilor de proces".

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 280—284

RECENZIE 284

INDEX ALFABETIC 285—286

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 5839

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/9112/1969.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.374: 621.317.77

Спрынчянэ, Н. и *Палку, И.:*

Приспособление для автоматического измерения сдвига фаз между двумя сериями импульсов и сопоставление количества импульсов.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 245–249

Дается описание приспособления, разработанного и осуществленного авторами для указанной цели, позволяющего получать результаты как в аналогической, так и в числовой форме.

ДК 621,374.5

Поятэ Нина:

Новая схема сопряженного оператора для осуществления передаточной функции порядка два-два, типа переходит-все.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 249–254

В работе рассматривается возможность синтеза схем запаздывающих устройств.

ДК 681.335.5 : 532

Думитраке, И.:

Принципы осуществления цифровых текучих суммирующих устройств.

Automatica şi Electronica 14. № 6, 1970, стр. 254–259

Устанавливается оптимальная схема суммирующего устройства, применяя минимальное количество текучих элементов.

ДК 532 : 621.373.431.1

Гэбурич, В.:

Бистабильные текучие элементы с входом счисления.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 259–264

Приводится несколько схем бистабильных элементов с входом счисления, осуществленных с текучими элементами, основанными как на эффекте Coandă, так и на взаимодействии воздушной струи.

ДК 621.391 :518.4

Чяпыру, М.:

Применение граф передачи для получения решающей матрицы при линейных системах, неизменных во времени.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 264–266

В данном случае автор приводит обычный расчет инверсирования к передаточному расчету.

ДК 681.325.6 : 621.391

Мурган, Адр. и *Гергуш Феличия:*

Дискриминатор бинарной последовательности, способный обнаруживать погрешности.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970 стр. 267–275

Работа посвящена изучению последовательных диагностицирующих автоматов, в частности автоконтролированного дискриминатора бинарной последовательности.

ДК 681.335.5

Пилат, Фл.:

Мультиплицирующее и демультиплицирующее приспособление с двойной модуляцией импульсов.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 275–280

Описывается аналоговое приспособление умножения с двойной модуляцией импульсов.

ДК 621.391 : 621–52 : 061.3

Бадя, И. А.:

Международный симпозиум IFAC „Идентификация и оценка параметров процесса.

Automatica şi Electronica 14, № 6, 1970, стр. 280–284

Рецензии 284

Алфавитный указатель 285–286

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.374 : 621.317.77

Sprînceană, N. und *Palcu, I.* :

Vorrichtung zur automatischen Messung der Phasenverschiebung zwischen zwei Impulszügen und Verhalten der darin enthaltenen Impulszahl.

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 245–249

Es wird eine, von den Verfassern entwickelte und gebaute Vorrichtung beschrieben, die dem im Titel angeführte Zweck dient und mit deren Hilfe das Ergebnis sowohl in analoger als auch nummerischer Form erzielt wird.

DK 621.374.5

Poeată Nina :

Neues Schema eines zusammengesetzten Operators für die Realisierung der Übertragungsfunktion der Zweizweigrösse vom Alldurchlass-Typ.

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 249–254

Im Aufsatz wird die Synthesemöglichkeit einiger Schaltungen für Verzögerungsvorrichtungen behandelt.

DK 681.335.5 : 532

Dumitrache, I. :

Fertigungsprinzipien von nummerischen Fluid-Summatoren.

Automatica şi Electronica 14, N. 6, Nov-Dez 1970, S. 254–259

Es wird das Optimalschema eines solchen Summators mit Verwendung einer Mindestzahl von Fluid-Elementen dargelegt.

DK 532 : 621.373.431.1

Găburici, V. :

Doppelstabile Fluid-Elemente mit Zähleingang.

Automatica şi Electronica 14, N. 6, Nov-Dez 1970, S. 259–264

Es werden mehrere Schaltbilder doppelstabiler Elemente mit Zähleingang beschrieben, die mit Fluid-Elementen verwirklicht wurden. Diese beruhen sowohl auf dem Coandă-Effekt als auch der Wechselwirkung der Luftstrahlen.

DK 621.391 : 518.4

Ceaptru, M. :

Verwendung der graphischen Übertragungsdarstellungen der Resolventenmatritzen bei zeitbeständigen linearen Systemen.

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 264–266

Der Verfasser reduziert in diesem Fall die gewöhnliche Umkehrrechnung auf die Transmitanzberechnung.

DK 681.325.6 : 621.391

Murgan, Adr. und *Gherguş Felicia* :

Diskriminator für Binärsequenz zur Fehleraufdeckung.

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 267–275

Es werden die automatischen sequenzionalen Fehlerprüfgeräte im allgemeinen und ein Diskriminator für Binärsequenz mit Selbstüberwachung im einzelnen einer Studie unterzogen.

DK 681.335.5

Pilat, Fl. :

Multiplikations-und Demultiplikationsvorrichtung mit Doppelmodulation der Impulse.

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 275–280

Es wird eine Analog-Multipliziervorrichtung mit Doppelmodulation der Impulse beschrieben.

DK 621.391 : 621–52 : 061.3

Badea, I.A. :

Internationales IFAC-Symposium "Identifizierung und Bewertung der Prozessparameter".

Automatica şi Electronica 14, H. 6, Nov-Dez 1970, S. 280–284

BUCHBESPRECHUNG 284

ALPHABETISCHES VERZEICHNIS 285–286

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. dr. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. S. CĂLIN; dr. ing. E. DEATCU; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. D. DAMSKER; ing. I. FELEA; ing. A. MILEA; ing. N. MIREA; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. GH. ȘTEFĂNESCU; dr. ing. I. TEODORESCU; ing. V. ZERCICOV

Revista "AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei 133, sector 1. Telefon: director: 14.90.27. Redacția: București, str. Mândinești, nr. 3, sector 4, telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Sector 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23 — 25. C. 5621

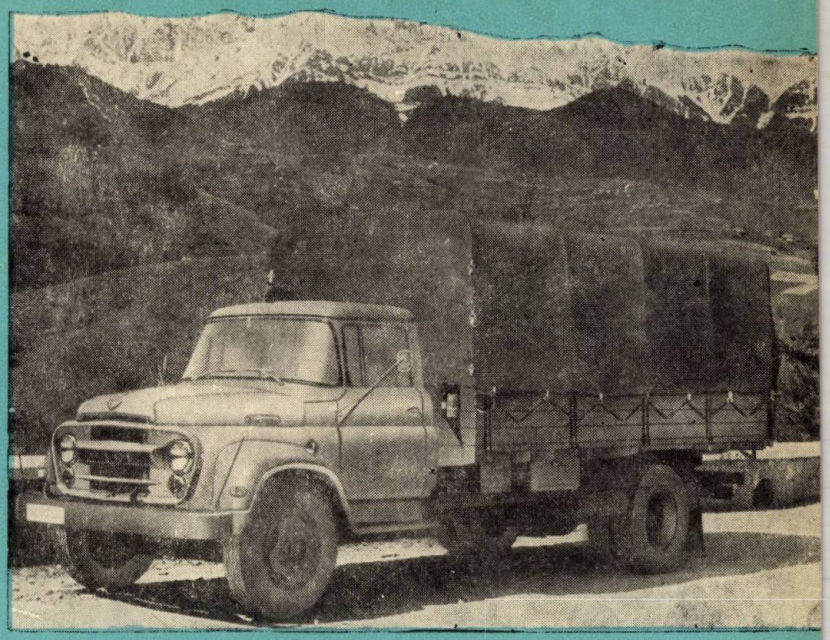
Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P nr. 10/9112/1969.

40 545

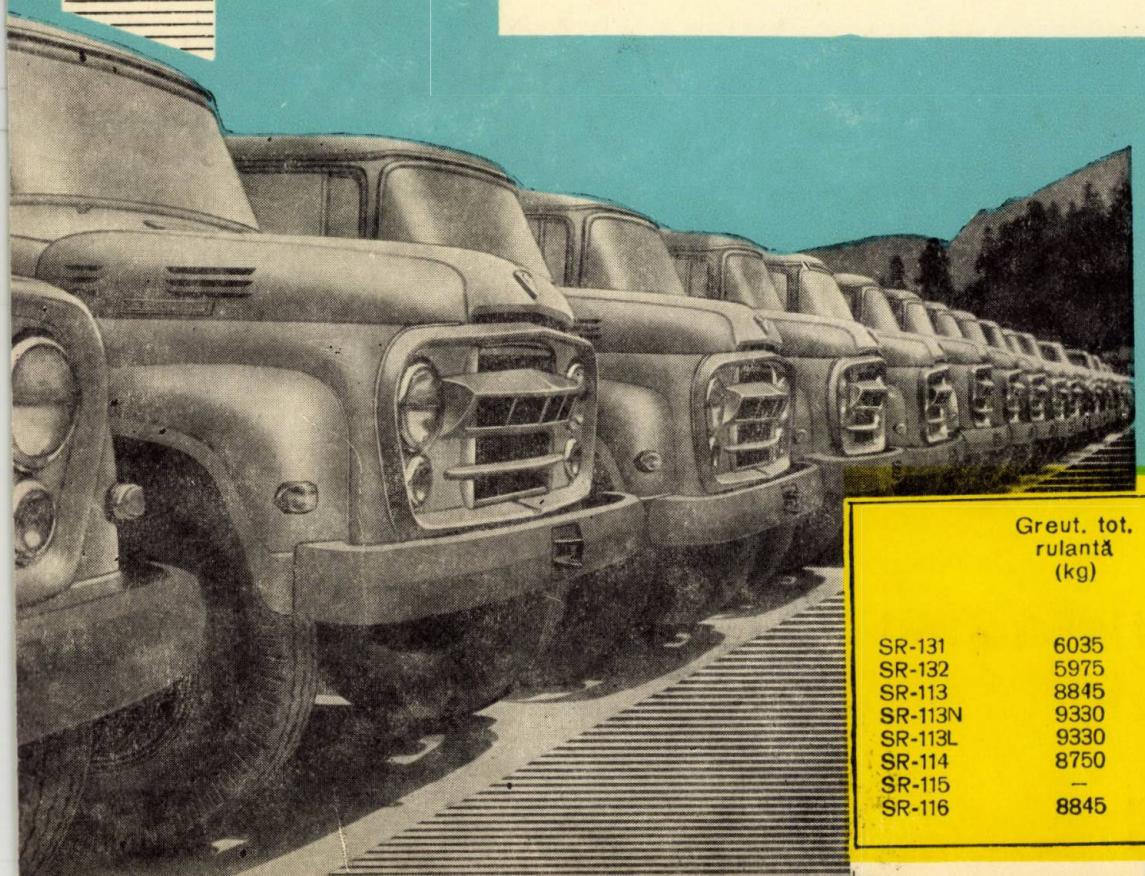
Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
SI
ELECTRONICA

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAŞOV

Vă oferă:



Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesitățile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

1971 MAI 1

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO
ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTORUL 2
TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

IPRS BĂNEASA

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere

Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere

Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

Vizitaţi-ne la

TÎRGUL INTERNAŢIONAL
BUCUREŞTI

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

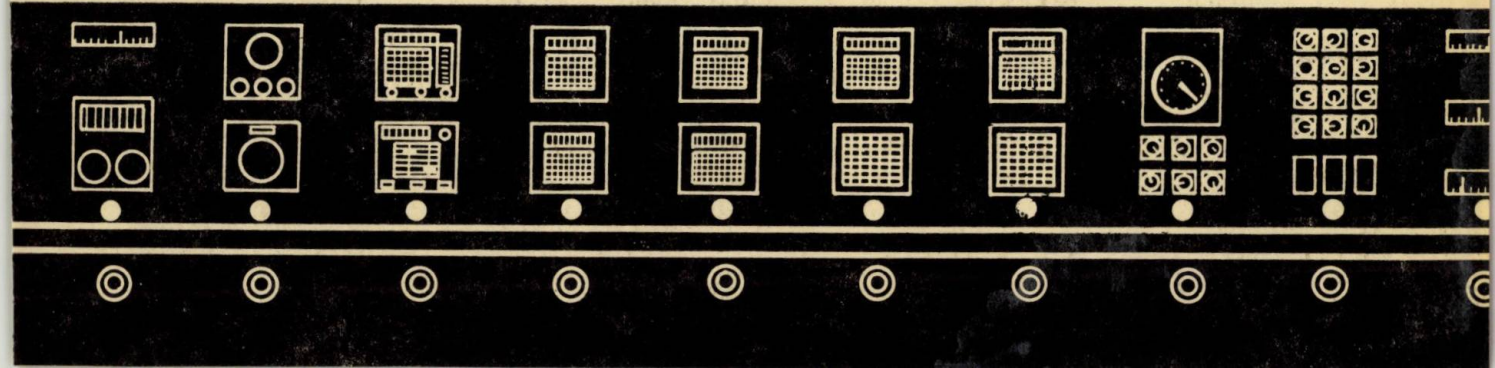
INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2

2551
RETERALVA
TK
04

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

6

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 14 • Nr. 6 • NOIEMBRIE — DECEMBRIE 1970



Băneasa IPRS Băneasa

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 • SECTORUL 2 • TELEFON 33.38.30 • TELEX 011203

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare de hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

CABINETUL TEHNIC • Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 • BUCUREŞTI • SECTORUL 2

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană
Filiala Düsseldorf
4 Düsseldorf, Lindemannstr. 92

Ascota

Instalație de memorat informații de mare perspectivă

Pentru industrie, comerț, administrație, pentru toate sectoarele din economie

ASCOTA 071 este un aparat periferic special pentru prelucrarea electronică a datelor.

Prin decuplarea racordului de perforare, instalația de memorat informații poate fi întrebuințată și ca dispozitiv automat de contabilizare, autonom.

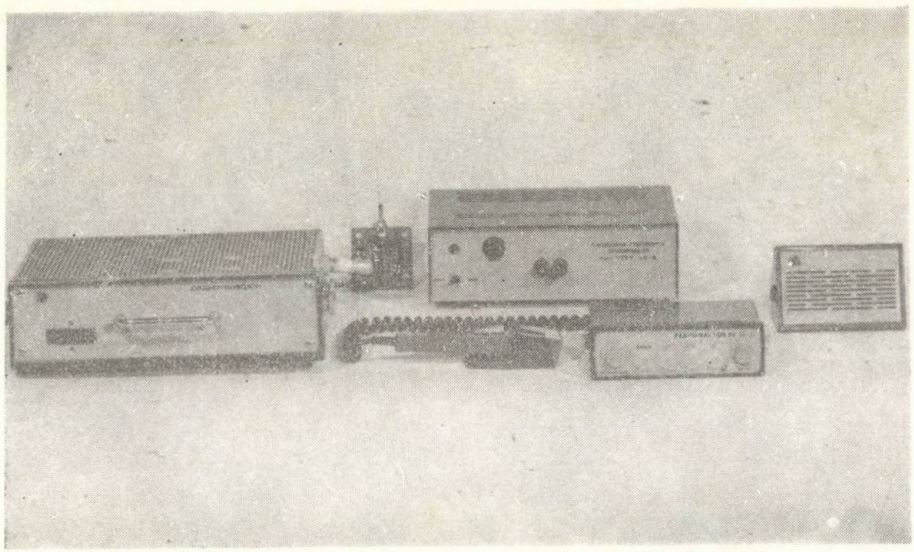
ASCOTA 071 înseamnă:

— un grad înalt de automatizare
— economisire de timp
— un aparat de capacitate superioară din RDG.

Echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manipularea cu ajutorul unei mici claviaturi cu mare viteză de imprimare. Debitarea benzii de perforare și aparat atașabil de control al cifrelor.

PUBLICOM

Electroimpex



„ELECTROIMPEX"
BULGARIA — SOFIA
Ul.G. Washington nr. 17
Telefon: 88-49-91
Telex: 575

Exportă:

cele mai noi modele de radiotelefonie pentru asigurarea legăturilor radiotelefonice bilaterale şi unilaterale sigure în transport, construcţii, urbanistică, agricultură ş.a.,

— RADIOTELEFON RSV — 1, cu lămpi, 10 W, cu un canal, raza de acţiune 30—35 km;

— RADIOTELEFON RT-21-10, cu transistoare, 10 W, cu 10 canale, raza de acţiune 15—80 km;

— RADIOTELEFON RSD — 65 AM, portativ, complet transistorizat, cu un canal, raza de acţiune 5 km, 0,1 W.

Radiotelefoanele sînt echipate pentru funcţionare stabilă şi la abonaţi. Se exploatează uşor fără cunoştinţe speciale.

PUBLICOM

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. XIV (pag. 245 — 286) **nr. 6, noiembrie—decembrie** **Bucureşti, 1970**

Dr. ing. N. SPRÎNCEANĂ şi ing. I. PALCU

Dispozitiv pentru măsurarea automată a defazajului dintre două trenuri de impulsuri şi compararea numărului de impulsuri conţinute de acestea

În practică se întîlnesc frecvent cazuri cînd se impune studierea simultană a două trenuri de impulsuri $x_1(t)$ şi $x_2(t)$, caracterizate prin parametrii din figura 1, *a*. Asemenea succesiuni

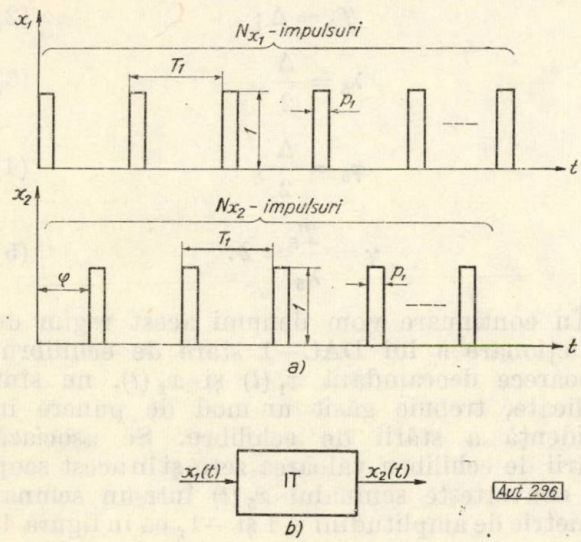


Fig. 1

de impulsuri se pot obţine în instalaţii tehnologice IT (fig. 1, *b*), în care x_1 (t) reprezintă comanda program, iar x_2 (t) este semnalul primit de la traductorul de reacţie, după efectuarea fiecărei comenzi. În asemenea cazuri interesează măsurarea defazajului φ dintre trenurile de impulsuri şi determinarea diferenţei dintre numărul de impulsuri conţinut de $x_1(t)$ şi x_2 (t), care de fapt constituie eroarea cu care a fost efectuată întreaga comandă.

Un dispozitiv destinat măsurării automate a acestor parametri a fost construit de către autori la Facultatea de automatică a Institutului politehnic din Bucureşti şi a fost denumit prescurtat DAC—1.

1. Schema bloc a DAC-1 şi elementele ei componente

Schema bloc este reprezentată în figura 2. Principalele elemente componente sînt:

GIT — generatorul de impulsuri de tact de frecvenţă f_0;

NB_1 şi NB_2 — numărătoare binare formate din circuitele bistabile $B_{1,1}$, $B_{1,2}$, ..., $B_{1,n}$ şi respectiv $B_{2,1}$, $B_{2,2}$, ..., $B_{2,n}$;

B_3 — bistabil final;

CN_1 şi CN_2 — circuite de repartiţie în timp a impulsurilor.

În schemă intervin următoarele mărimi:

x_0 (t) — impulsurile generatorului de tact;

x_1 (t) şi x_2 (t) — cele două trenuri de impulsuri ce urmează a fi studiate;

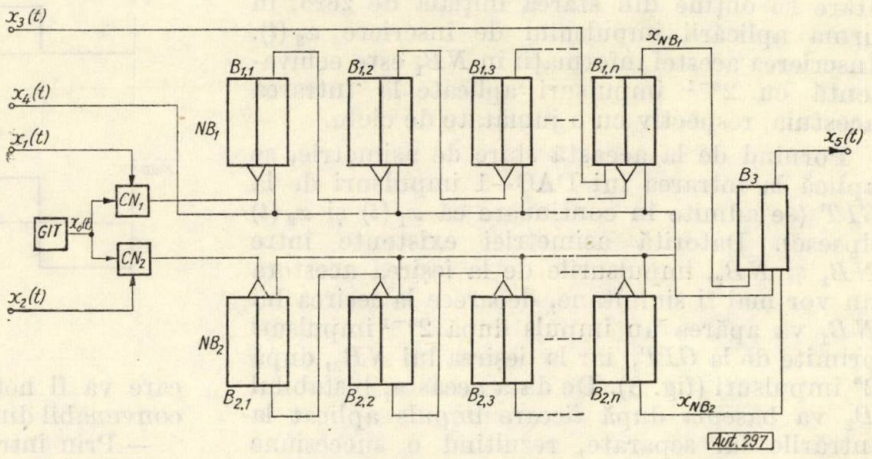


Fig. 2

$x_3(t)$ — semnal pentru înscrierea unității în ultimul rang al numărătorului NB_1;

$x_4(t)$ — semnal de aducere în zero (ştergere) a tuturor bistabilelor;

$x_5(t)$ — semnalul de ieşire al dispozitivului.

2. Principiul de funcţionare

Se consideră următoarele două cazuri:

Numărătoarele NB_1 şi NB_2 se află în starea zero. Vom defini stare iniţială de zero a celor două numărătoare NB_1 şi NB_2 acea stare în care, înainte de aplicarea impulsurilor de tact $x_0(t)$, toate bistabilele sînt aduse în zero. Aceasta se realizează prin aplicarea impulsului de ştergere $x_4(t)$. Admitem că DAC—1 se află în starea iniţială de zero şi se aplică la intrarea în numărătoare numai impulsurile de la *GIT*. După 2^n-1 impulsuri, NB_1 şi NB_2 vor trece în starea 1, respectiv în fiecare bistabil va fi înscris 1. Următorul impuls, respectiv al 2^n-lea, va aduce numărătoarele în starea iniţială de zero, iar la ieşirea acestora va apărea cîte un impuls ce se va transmite simultan pe intrările separate ale bistabilului final B_3.

Datorită aplicării simultane a celor două impulsuri, B_3 va bascula după fiecare 2^n impulsuri. Pentru simplitatea expunerii vom denumi 2^n impulsuri un ciclu a cărui durată Δ va fi:

$$\Delta = 2^n T_0. \tag{1}$$

Numărătoarele NB_1 şi NB_2 se află în stări diferite. Definim ca stare iniţială asimetrică a lui DAC—1 ori ce stare iniţială în care unul dintre cele două numărătoare, de exemplu NB_1, diferă de starea de zero a lui NB_2.

Din mulţimea stărilor asimetrice prezintă interes, în cazul de faţă, starea în care în ultimul rang al lui NB_1 se va înscrie 1. Această stare se obţine din starea iniţială de zero, în urma aplicării impulsului de înscriere $x_3(t)$. Înscrierea acestei informaţii în NB_1 este echivalentă cu 2^{n-1} impulsuri aplicate la intrarea acestuia, respectiv cu o jumătate de ciclu.

Pornind de la această stare de asimetrie, se aplică la intrarea lui DAC—1 impulsuri de la *GIT* (se admite în continuare că $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ lipsesc). Datorită asimetriei existente între NB_1 şi NB_2, impulsurile de la ieşirea acestora nu vor mai fi simultane, deoarece la ieşirea lui NB_1 va apărea un impuls după 2^{n-1} impulsuri primite de la *GIT*, iar la ieşirea lui NB_2, după 2^n impulsuri (fig. 3). De data aceasta, bistabilul B_3 va bascula după fiecare impuls aplicat la intrările lui separate, rezultînd o succesiune de impulsuri $x_5(t)$. Se observă că parametrii

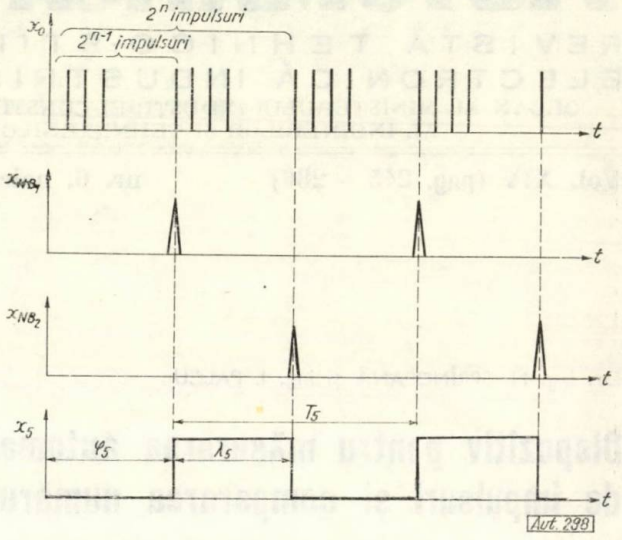


Fig. 3

succesiunii de impulsuri $x_5(t)$ vor fi (se admite că amplitudinea lor este 1):

$$T_5 = \Delta; \tag{2}$$

$$\lambda_5 = \frac{\Delta}{2}; \tag{3}$$

$$\varphi_5 = \frac{\Delta}{2}; \tag{4}$$

$$\gamma = \frac{T_5}{\lambda_5} = 2. \tag{5}$$

În continuare vom denumi acest regim de funcţionare a lui DAC—1 stare de echilibru. Deoarece deocamdată $x_1(t)$ şi $x_2(t)$, nu sînt aplicate, trebuie găsit un mod de punere în evidenţă a stării de echilibru. Se asociază stării de echilibru valoarea zero şi în acest scop se converteşte semnalul $x_5(t)$ într-un semnal simetric de amplitudini +1 şi —1, ca în figura 4,

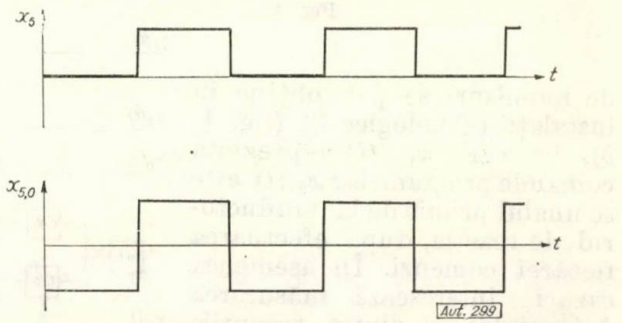


Fig. 4

care va fi notat cu $x_{5,0}(t)$. Acest semnal este convenabil din două motive:

— Prin introducerea semnalului $x_{5,0}(t)$ într-un filtru de netezire va rezulta o componentă

nulă, ceea ce corespunde poziţiei de zero asociate stării de echilibru.

— Semnalul $x_{5,0}(t)$ se pretează obţinerii unui rezultat numeric. Într-adevăr, eşantionarea acestui semnal, cu un element de eşantionare cu parametrii din figura 5, va conduce la o succesiune de impulsuri în care, în decursul unei perioade T_5, numărul de impulsuri de polaritate pozitivă şi negativă va fi egal. Introducerea lui $x_{5,0}(t)$ într-un numărător reversibil NR (fig. 5), care numără în sens direct impulsurile de polaritate pozitivă şi în sens invers cele de polaritate negativă, va conduce la un rezultat nul dacă intervalul de numărare este o perioadă T_5 sau un număr întreg de perioade.

Convertirea unui semnal de forma lui $x_5(t)$ în $x_{5,0}(t)$ este relativ simplă [1], iar eşantionarea acestuia se poate efectua cu elemente de eşantionare obişnuite.

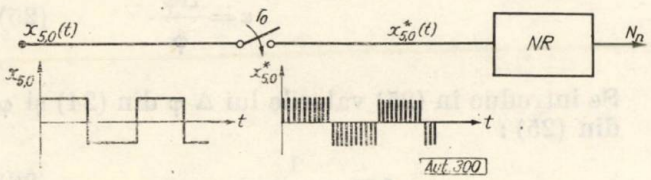


Fig. 5

Pînă în prezent s-a considerat că trenurile de impulsuri $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ nu au fost aplicate. Înainte de a trece la studiul regimului de funcţionare, în prezenţa acestor impulsuri, este necesar să fie făcute unele precizări în legătură cu exprimarea defazajului φ. Într-adevăr, ori care ar fi valoarea lui φ, acesta se poate pune sub forma:

$$\varphi = mT_1 + \beta, \tag{6}$$

în care $m = 0,1,2, \ldots$

$$0 \leqslant \beta \leqslant T_1. \tag{7}$$

În continuare se studiază măsurarea defazajului în funcţie de valoarea parametrilor m şi β.

3. Măsurarea defazajelor

În măsurarea defazajelor se disting următoarele cazuri:

a) *Defazaj nul* ($\varphi = 0$). Acestei condiţii îi corespunde:

$$m = 0; \tag{8}$$

$$\beta = 0.$$

Deoarece succesiunile de impulsuri $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ pot să apară în ori ce moment, este necesar să fie asigurată ajungerea lor la numărătoare astfel încît să nu se suprapună peste impulsurile de tact, a căror frecvenţă f_0 îndeplineşte condiţia:

$$f_0 \gg f_1. \tag{9}$$

Această separare în timp este asigurată de circuitele CN_1 şi CN_2, care repartizează pe $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ în intervalele de timp în care $x_0(t)$ lipseşte. Spre exemplu, dacă $x_1(t)$ apare în acelaşi moment cu $x_0(t)$, circuitul CN_1 va reţine pe $x_1(t)$ pînă la trecerea impulsului de tact, după care îl transmite numărătorului NB_1. Admitem că în decursul unui ciclu Δ, cîte un impuls din $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ a fost transmis numărătoarele NB_1 şi NB_2. În decursul acestui ciclu, semnalul de ieşire $x_5(t)$, al lui DAC—1, îşi va reduce perioada şi durata, în sensul unei contracţii, deoarece impulsurile de ieşire de la NB_1 şi NB_2 vor apărea primul după $2^{n-1}-1$ impulsuri, iar al doilea după 2^n-1 impulsuri. Deoarece condiţia (5) continuă să fie îndeplinită, această modificare nu împietează asupra poziţiei de zero a stării de echilibru.

Pentru ca în decursul unui ciclu să aibă loc o singură contracţie a perioadei T_5 este necesar ca:

$$f_0 \geqslant 2^n f_1. \tag{10}$$

Relaţia (10) permite determinarea frecvenţei lui GIT în funcţie de frecvenţa f_1 a trenurilor de impulsuri studiate sau, cu alte cuvinte, stabileşte prima legătură cu procesul.

b) *Defazajul* $\varphi < T_1$. Acestei valori a defazajului îi corespunde:

$$m = 0; \tag{11}$$

$$\varphi = \beta. \tag{12}$$

Apariţia primului impuls din succesiunea $x_1(t)$ conduce la creşterea decalajului dintre NB_1 şi NB_2 şi se concretizează prin modificarea parametrilor lui $x_{5,0}(t)$ astfel:

$$\varphi_{5,0} = (2^{n-1} - 1)\, T_0; \tag{13}$$

$$\lambda_{5,0} = (2^{n-1} + 1)\, T_0. \tag{14}$$

Se consideră:

$$T_1 = K\Delta. \tag{15}$$

Se introduce notaţia:

$$\varphi = \beta = (i + \nu)\Delta, \tag{16}$$

în care:

i este un număr întreg ($0 \leqslant i \leqslant K$);

ν — un număr fracţionar ($0 \leqslant \nu < 1$).

Avînd în vedere cele de mai sus, rezultă că $x_{5,0}(t)$ va îndeplini condiţiile (14) şi (15) în decurs de i cicluri, iar defazajul nu va fi sesizat deoarece va conduce în decursul aceluiaşi ciclu la o contracţie. Semnalul $x_{5,0}(t)$ rezultat în acest caz este reprezentat în figura 6. Introduce-

rea acestui semnal într-un filtru de netezire va da o componentă continuă $x_F(t)$ de polaritate pozitivă, proporţională cu defazajul φ. Aceasta se obţine din relaţia:

$$x_F(t) = \frac{1}{T_1}\int_0^{T_1} x_{5,0}(t)\,dt. \qquad (17)$$

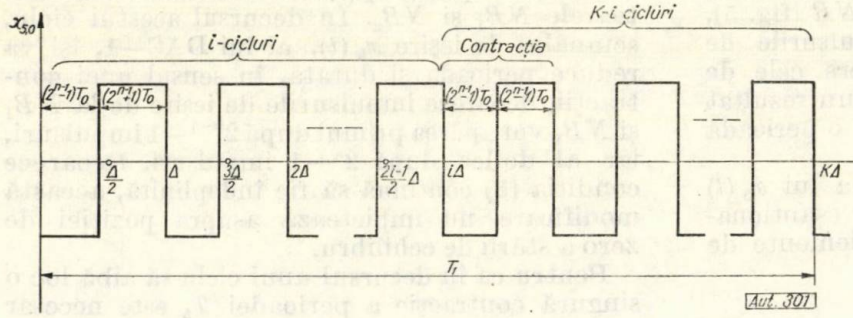


Fig. 6

Relaţia (17) se poate pune sub formă de sumă:

$$x_F(t) = \frac{1}{T_1}\sum_{j=1}^{i}[(2^{n-1}+1)\,T_0 - (2^{n-1}-1)\,T_0]j. \qquad (18)$$

La scrierea relaţiei (18) s-a avut în vedere că amplitudinea impulsurilor este 1 şi suma de la i la K este zero.

După efectuarea unor operaţii simple, relaţia (18) devine:

$$x_F(t) = \frac{2\,T_0\,i}{T_1}. \qquad (19)$$

Ţinînd seamă de relaţiile (1) şi (15) din (19), se obţine:

$$x_F(t) = \frac{i}{2^{n-1}K}. \qquad (20)$$

Din relaţiile (19) şi (20) se observă că se poate scrie:

$$x_F(t) = \alpha i, \qquad (21)$$

în care:

$$\alpha = \frac{2\,T_0}{T_1} = \frac{1}{2^{n-1}K} = \text{const.} \qquad (22)$$

Din (21) se vede că $x_F(t)$ se poate grada direct în unităţi de defazaj, scala fiind liniară.

Din compararea relaţiilor (16) şi (21) rezultă că DAC—1 nu sesizează defazajele mai mici decît Δ. Din această constatare se poate stabili defazajul minim φ_{min} care poate fi măsurat:

$$\varphi_{min} = \Delta. \qquad (23)$$

Pornind de la acest considerent, vom numi valoarea defazajului din relaţia (16) valoare reală. Defazajul măsurat φ_m diferă de valoarea reală φ prin termenul $\nu\,\Delta$, adică:

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_m = \nu\Delta, \qquad (24)$$

în care $\Delta\varphi$, este eroarea absolută.

Din (24) şi (16) se poate determina eroarea relativă:

$$\varepsilon = \frac{\Delta\varphi}{\varphi}. \qquad (25)$$

Se introduc în (25) valorile lui $\Delta\varphi$ din (24) şi φ din (25):

$$\varepsilon = \frac{1}{1+\frac{i}{\nu}}. \qquad (26)$$

Măsurarea numerică a defazajului rezultă ca o consecinţă a relaţiilor (18) şi (19). Din (19) se observă că, prin numărarea de către NR a impulsurilor $x^*_{5,0}(t)$ în decursul unei perioade T_1, va rezulta:

$$N_{T_1} = 2\,i \text{ impulsuri.} \qquad (27)$$

Dacă se admite că, înainte de introducerea trenului de impulsuri $x^*_{5,0}(t)$ în numărătorul reversibil NR, se efectuează o divizare cu 2 a acestora, se obţine:

$$N = i \text{ impulsuri.} \qquad (28)$$

Din (16) şi (28) rezultă:

$$\varphi_m = i\,\Delta. \qquad (29)$$

În acest caz, eroarea relativă se determină din (26).

c) *Defazajul* $\varphi = mT_1$. Deşi această situaţie este nn caz particular al relaţiei (16), va fi studiată separat întrucît simplifică expunerea cazului general. Menţinînd condiţia (15) şi admiţînd că trenurile de impulsuri $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ se aplică în condiţiile în care DAC—1 este în echilibru, rezultă că, după o perioadă T_1, semnalul de la ieşirea filtrului de netezire va fi:

$$x_F(t) = \alpha K. \qquad (30)$$

Din relaţiile (22) şi (30) se obţine:

$$x_F(t) = \frac{1}{2^{n-1}}. \qquad (31)$$

Numărătorul NR va înregistra, în decursul aceleiaşi perioade T_1, valoarea :

$$N = K \text{ impulsuri.} \tag{32}$$

După un interval mT_1 indicaţiile vor fi :

$$x_F(t) = \frac{m}{2^{n-1}}; \tag{33}$$

$$N = Km \text{ impulsuri.} \tag{34}$$

Comparînd relaţiile (33) şi (34) cu relaţia (6), se poate exprima defazajul sub formă analogică sau numerică. Evident că, pentru acest caz, eroarea relativă va fi nulă deoarece numitorul expresiei (27) devine infinit.

d) *Defazajul* $\varphi = m\,T_1 + \beta$. Acest caz constituie o generalizare a cazurilor b) şi c). Din rezultatele obţinute în cazurile studiate se pot scrie direct rezultatele :

— pentru forma analogică :

$$x_F(t) = \frac{mK + i}{2^{n-1}K}; \tag{35}$$

— pentru forma numerică :

$$N = Km + i \text{ impulsuri.} \tag{36}$$

Eroarea relativă se determină din relaţia :

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + \dfrac{mK+i}{\nu}}. \tag{37}$$

4. Compararea numărului de impulsuri conţinute de succesiunile $x_1(t)$ şi $x_2(t)$

Defazajul φ se menţine în DAC—1 pînă la trecerea ultimului impuls din succesiunea $x_1(t)$. Dacă numărul de impulsuri din cele două succesiuni $x_1(t)$ şi $x_2(t)$ este egal, respectiv :

$$N_{x_1} = N_{x_2}, \tag{38}$$

pe măsură ce sosesc impulsurile întîrziate ale lui $x_2(t)$, dezechilibrul dintre cele două numărătoare dispare şi în final se obţine o succesiune $x_{5,0}(t)$ în care se îndeplinesc condiţiile (2), (3), (4) şi (5). Aceasta corespunde stării de echilibru.

Dacă în IT s-au pierdut N_p impulsuri, acestea vor conduce la menţinerea unui dezechilibru permanent, care va fi pus în evidenţă ca şi în cazul defazajului. Impulsurile pierdute vor fi exprimate astfel :

$$N_p = N_{x_1} - N_{x_2}.$$

Asemănător cazului studiat în c), se poate scrie :

$$x_F(t) = \frac{N_p}{2^{n-1}}; \tag{39}$$

$$N = KN_p. \tag{40}$$

Dezechilibrul se va menţine atîta timp cît nu se va interveni din exterior în direcţia compensării impulsurilor pierdute. Deoarece N_p se comportă ca parametrul m din cazul c), rezultă că eroarea în determinarea lui N_p este zero.

5. Concluzii

Dispozitivul descris permite măsurarea defazajelor şi compararea numărului de impulsuri dintre două trenuri de impulsuri, făcînd posibilă utilizarea lui ca element de corecţie în sistemele cu comandă program. Evident că DAC—1 poate fi utilizat cu succes pentru măsurarea oricărei mărimi care în prealabil a fost convertită într-un defazaj sau o diferenţă de impulsuri între două trenuri de impulsuri. Urmează ca într-o lucrare viitoare să se prezinte construcţia lui DAC—1 şi unele performanţe ale acestuia.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korn, G. A. *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1969.

Dr. ing. NINA POEATĂ

O schemă de operator compus pentru realizarea funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot

În lucrarea de faţă se dă o schemă de operator compus şi relaţiile de calcul al parametrilor ei, pentru realizarea oricărei funcţii de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot.

Prin operator compus se înţelege, în cele ce urmează, o schemă care conţine cel mult două amplificatoare operaţionale şi o reţea pasivă RC care este cu atît mai complicată cu cît ordinul funcţiei de transfer realizată de ea este mai ridicat.

Prin funcţie de transfer al operatorului compus se înţelege raportul dintre transformata Laplace a tensiunii de la ieşirea operatorului şi, respectiv, a tensiunii de la intrarea lui. Aceasta este de forma unei fracţii raţionale de variabilă complexă. Pentru indicarea ordinului funcţiei de transfer se folosesc doi indici : primul indică numărul de zerouri finite (rădăcinile polinomului de la numărătorul fracţiei raţionale), iar al doilea indică numărul de poli finiţi (rădăcinile polinomului de la numitorul fracţiei raţionale).

Prin funcţie de transfer de tipul trece-tot se înţelege acea funcţie de transfer care are toate zerourile în semiplanul drept al variabilei complexe s, ele fiind imaginile polilor în raport cu axa imaginară jω .Expresia ei generală este :

$$H_{n,n}(s) = \frac{\sum_{k=0} b_k (-s)^k}{\sum_{k=0}^{n} b_k s^k} = \frac{b_0 - b_1 s + b_2 s^2 - b_3 s^3 + , \ldots , \pm b_n s^n}{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + , \ldots , + b_n s^n}. \quad (1)$$

Pentru a obţine caracteristicile de frecvenţă corespunzătoare expresiei (1), se introduce $s = j\omega$ şi rezultă :

$$H_{n,n}(j\omega) = \frac{(b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 \ldots) - j\omega(b_1 - b_3\omega^2 + b_5\omega^4 \ldots)}{(b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 \ldots) + j\omega(b_1 - b_3\omega^2 + b_5\omega^4 \ldots)}. \quad (2$$

Forma exponenţială a expresiei (2) este :

$$H_{n,n}(j\omega) = e^{-j2 \operatorname{arctg} \omega \frac{b_1 - b_3\omega^2 + b_5\omega^4 \ldots}{b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 \ldots}}. \quad (3)$$

Din (3) rezultă imediat caracteristicile de frecvenţă ale amplitudinei şi fazei pentru funcţia de transfer de tipul 1. Ele sînt :

$$A(\omega) = 1 \quad (4)$$

şi :

$$\psi(\omega) = -2 \operatorname{arctg} \omega \frac{b_1 - b_3\omega^2 + b_5\omega^4 \ldots}{b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 \ldots}. \quad (5)$$

Din (4) rezultă că orice armonică (de orice frecvenţă) trece fără atenuare printr-un cvadripol a cărui caracteristică de transfer este de tipul trece-tot. Această caracteristică este identică cu caracteristica de frecvenţă a amplitudinii unui întîrzietor ideal. Caracteristica de frecvenţă a fazei dată de (5) se abate de la cea liniar crescătoare a întîrzietorului ideal.

Orice caracteristică de transfer poate fi realizată printr-o schemă analogică de calcul, de tipul acelora descrise în [1].

În lucrarea de faţă se foloseşte ca punct de plecare pentru realizarea funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot, schema generală propusă în lucrarea [2]. Această schemă este dată în figura 1. În [2] s-a stabilit

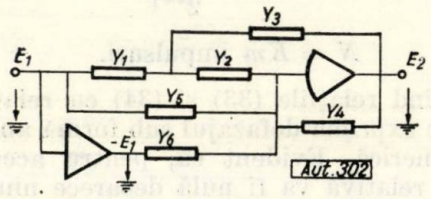


Fig. 1

că expresia funcţiei de transfer realizată de ea este :

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = -\frac{Y_1(s)\,Y_2(s) + [Y_5(s) - Y_6(s)]\,[Y_1(s) + Y_2(s) + Y_3(s)]}{Y_4(s)\,[Y_1(s) + Y_2(s) + Y_3(s)] + Y_2(s)\,Y_5(s)}. \quad (6)$$

Se aleg următoarele tipuri de elemente :

$$Y_1(s) = C_1 s\,;\; Y_2(s) = \frac{1}{R_2}\,;\; Y_3(s) = \frac{1}{R_3}\,;\; Y_4(s) = C_4 s\,;\; Y_5(s) = C_5 s\,;\; Y_6(s) = \frac{1}{R_6}. \quad (7)$$

Se introduc comutatoarele K_1 şi K_2 şi se obţine

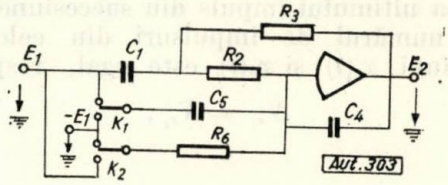


Fig. 2

schema din figura 2. Expresia funcţiei de transfer realizată de această schemă este :

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = -\frac{R_2 R_3 C_1 C_5 s^2 + \left[\frac{R_6 \pm R_2}{R_6} C_1 R_3 \pm (R_2 + R_3) C_5\right] s \pm \frac{1}{R_6}(R_2 + R_3)}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + C_4 (R_2 + R_3) s + 1}. \quad (8)$$

Stările contactelor K_1 şi K_2 se vor alege după necesităţi, astfel ca să fie posibilă identificarea expresiei care tre uie realizată, cu expresia (8). Dacă K_1 este în poziţia superioară (fig. 2), atunci semnul termenilor care-l conţin ca fac-

tor pe C_5 va fi pozitiv; în caz contrar, el va fi negativ. Dacă K_2 este în poziţia superioară, atunci semnul termenilor care îl conţin ca factor pe $\frac{1}{R_6}$ va fi negativ; în caz contrar, el va fi pozitiv.

1. Realizarea funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot

Expresia generală a funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot, este dată de (1) pentru $n = 2$. Se obţine:

$$H_{2,2}(s) = \frac{b_2 s^2 - b_1 s + 1}{b_2 s^2 + b_1 s + 1}, \tag{9}$$

unde b_1 şi b_2 sînt constante reale şi pozitive.

Pentru a realiza expresia (9) cu schema din figura 2, ambele comutatoare se vor conecta la $-E_1$. Se obţine schema din figura 3 cu

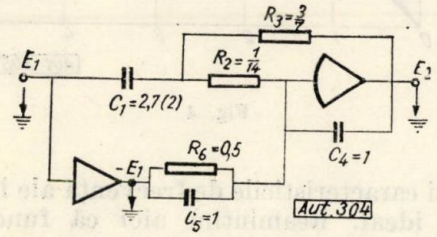


Fig. 3

următoarea expresie pentru funcţia sa de transfer:

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{R_2 R_3 C_1 C_5 s^2 - \left[\frac{R_6 - R_2}{R_6} C_1 R_3 - (R_2 + R_3) C_5\right] s + \frac{1}{R_6}(R_2 + R_3)}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + C_4 (R_2 + R_3) s + 1}. \tag{10}$$

Dacă se impune condiţia ca (10) să fie de tipul trece-tot, atunci din egalarea termenilor liberi rezultă:

$$R_6 = R_2 + R_3. \tag{11}$$

Din egalarea termenilor în s^2 se obţine:

$$C_5 = C_4 = C. \tag{12}$$

În fine din egalarea termenilor în s cu semn schimbat, ţinînd seamă şi de (11) şi (12), se obţine:

$$\frac{R_6 - R_2}{R_6} C_1 R_3 = 2 C R_6. \tag{13}$$

Introducînd (11), (12) şi (13) în (10), ultima devine:

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{R_2 R_3 C_1 C s^2 - C R_6 s + 1}{R_2 R_3 C_1 C s^2 + C R_6 s + 1}, \tag{14}$$

Identificarea expresiei (14) cu (9) dă:

$$R_2 R_3 C_1 C = b_2 \tag{15}$$

şi:

$$C R_6 = b_1. \tag{16}$$

Ultimele două ecuaţii împreună cu (12) şi (13) formează sistemul de patru ecuaţii neliniare din care se vor determina cei cinci parametri diferiţi ai schemei din figura 3. Deci unul dintre parametri se va alege arbitrar.

2. Determinarea parametrilor schemei din figura 3 pentru realizarea funcţiei de transfer trece-tot Padé, de ordin doi-doi

Funcţiile de transfer de tip Padé se folosesc la realizarea schemelor de întîrziere [3]. Expresia celei de ordin doi-doi este:

$$H_{2,2}(s) = \frac{\frac{1}{12}\tau^2 s^2 - \frac{1}{2}\tau s + 1}{\frac{1}{12}\tau^2 s^2 + \frac{1}{2}\tau s + 1} \tag{17}$$

în care τ este întîrzierea ce urmează a fi realizată, în secunde. Din identificarea lui (17) cu (9) rezultă că pentru cazul considerat aici:

$$b_2 = \frac{1}{12}\tau^2 \text{ şi } b_1 = \frac{1}{2}\tau. \tag{18}$$

Deoarece în expresia (14) coeficientul lui s^2 este de dimensiunea $(RC)^2$, iar al lui s de dimensiunea RC, dacă alegem R în MΩ şi C în μF atunci vom considera, în (15) şi (16), b_2 direct în sec^2 şi b_1 în sec. Alegem $C = 1$ μF. Din (16) obţinem $R_6 = b_1$ MΩ. Sistemul iniţial stabilit se reduce la următoarele trei ecuaţii:

$$R_2 + R_3 = b_1; \tag{19}$$

$$\left(1 - \frac{R_2}{b_1}\right) C_1 R_3 = 2 b_1; \tag{20}$$

$$R_2 R_3 C_1 = b_2. \tag{21}$$

Soluţiile sistemului (19—21) sînt:

$$R_2 = \frac{b_2 b_1}{2b_1^2 + b_2}; \quad R_3 = \frac{2 b_1^3}{2b_1^2 + b_2};$$

$$C_1 = \frac{(2b_1^2 + b_2)^2}{2b_1^4}. \tag{22}$$

Introducînd acum (18) în (22), ultimele devin :

$$R_2 = \frac{1}{14}\tau; \quad R_3 = \frac{3}{7}\tau; \; C_1 = 2{,}7\ (2). \tag{23}$$

Expresiile (23), împreună cu :

$$C = 1 \text{ şi } R_6 = \frac{1}{2}\tau, \tag{24}$$

dau valorile tuturor parametrilor schemei din figura 3 pentru ca aceasta să realizeze expresia (17). După cum s-a menţionat mai sus, la realizarea schemei rezistenţele se vor lua în MΩ şi capacităţile în μF.

3. Analiza caracteristicilor de frecvenţă ale expresiei (17)

Pentru a preciza gama frecvenţelor în care întîrzietorul sintetizat după expresia (17) funcţionează corect, se vor analiza caracteristicile de frecvenţă corespunzătoare lui, introducînd în (17) $s\tau = j\omega$. Se obţine :

$$H_{2,2}(j\omega) = \frac{(12 - \omega^2) - j6\omega}{(12 - \omega^2) + j6\omega}. \tag{25}$$

Din (25) rezultă :

— caracteristica de frecvenţă a amplitudinii :

$$A_{2,2}(\omega) = 1; \tag{26}$$

— caracteristica de frecvenţă a fazei :

$$\psi_{2,2}(\omega) = -2 \operatorname{arctg} \frac{6\omega}{12 - \omega^2}. \tag{27}$$

Caracteristica de frecvenţă a întîrzierii se defineşte ca :

$$\tau_{2,2}(\omega) = -\frac{d\,\psi_{2,2}(\omega)}{d(\omega)} = \frac{12(12 + \omega^2)}{(12 + \omega^2)^2 - 12\omega^2}. \tag{28}$$

În expresiile de mai sus :

$$\omega = \omega_{real}\,\tau, \tag{29}$$

unde τ este întîrzierea reală la $\omega = 0$. Dacă se mai defineşte o frecvenţă de reper :

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} \tag{30}$$

şi se introduce (30) în (29), rezultă :

$$\omega = \frac{\omega_{real}}{\omega_0}. \tag{31}$$

Deci în expresiile (26—28) ω este frecvenţa normată în raport cu ω_0 definit de (30). De asemenea :

$$\tau_{2,2}(\omega) = \frac{\tau_{real}}{\tau}. \tag{32}$$

În figura 4 s-au trasat graficele corespunzătoare caracteristicilor de frecvenţă date de expresiile (27—29). Pentru a avea un criteriu de apreciere a gamei de frecvenţe în interiorul căreia întîrzietorul cu funcţia de transfer $H_{2,2}(s)$ funcţionează corect, s-au trasat pe aceeaşi

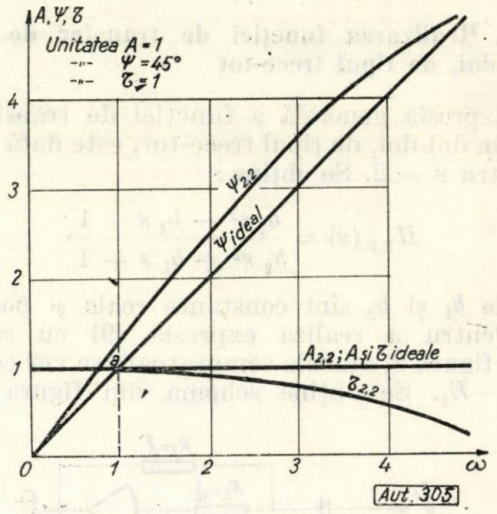


Fig. 4

figură şi caracteristicile de frecvenţă ale întîrzietorului ideal. Reamintim aici că funcţia de transfer a întîrzietorului ideal pentru întîrzierea constantă τ este :

$$H(\tau s) = e^{-\tau s}. \tag{33}$$

Dacă se introduce în (33) $s\tau = j\omega$, se obţine :

$$H(j\omega) = e^{-j\omega}. \tag{34}$$

Din (34) rezultă imediat caracteristicile de frecvenţă ale întîrzietorului ideal. Ele sînt :

$$A(\omega) = 1; \tag{35}$$

$$\psi(\omega) = -\omega; \tag{36}$$

$$\tau(\omega) = 1. \tag{37}$$

Din analiza graficelor trasate în figura 4 se constată că, deşi caracteristica de frecvenţă a amplitudinilor reală coincide cu cea ideală pentru orice armonică, nu acelaşi lucru se întîmplă cu caracteristicile de frecvenţă ale fazei şi întîrzierii care se abat simţitor de la cele ideale pe măsură ce ω creşte.

Gama de frecvenţe în interiorul căreia întîrzietorul real funcţionează corect (spre deosebire de cel ideal) mai depinde de valoarea întîrzierii reale pentru care a fost calculat. Astfel, de exemplu, pentru $\tau = 1$ sec ea se limitează la circa 2 rad/sec, crescînd de zece ori pentru $\tau = 0{,}1$ sec. Deoarece la stabilirea aproximantelor de tip Padé se foloseşte ca punct de plecare seria de tip Taylor în $s = 0$, este şi firesc ca ele să dea o aproximare corectă

în vecinătatea lui $\omega = 0$. Datorită însă faptului că în figura 4 în abscisă s-a introdus ω normat față de ω_0 dat de (30), apare evident că banda de frecvențe reale în care se obține o funcționare corectă a întîrzietorului variază invers proporțional cu valoarea întîrzierii de realizat.

4. Verificarea experimentală a schemei operatorului compus care are funcția de transfer dată de expresia (17)

Schema operatorului compus cu parametrii dați de (23—24) pentru $\tau = 1$ sec a fost verificată experimental la calculatorul MEDA al Universității din Iași. Schema panoului de conexiuni este dată în figura 5. Întîrzietorul s-a alimentat de la o sursă sinusoidală de frecvență

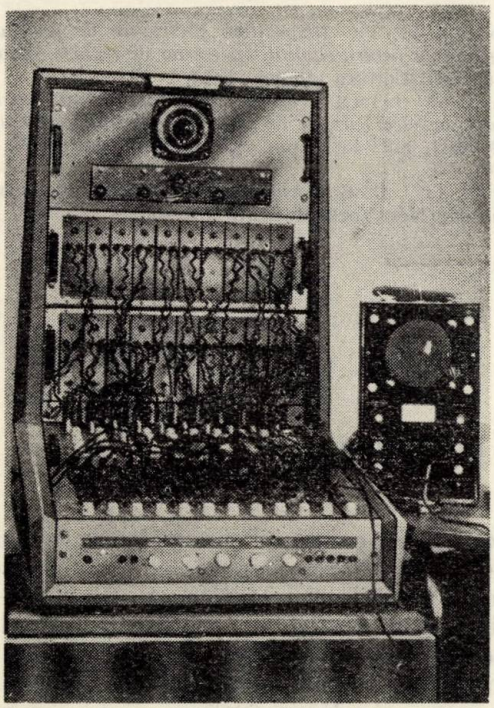


Fig. 5

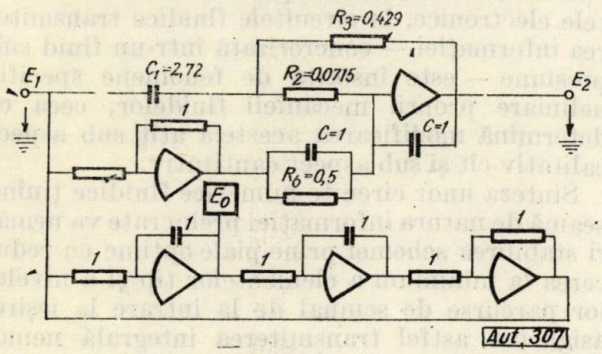


Fig. 6

$\omega_{real} = 1$ rad/sec căreia îi corespunde $1/2\pi$ per/sec. Sursa a fost realizată cu o schemă de calcul structurală care se folosește curent în acest scop [1]. Schema electrică completă este dată în figura 6.

Pe ecranul oscilografului s-au înregistrat concomitent curbele tensiunilor de la intrarea și ieșirea schemei de întîrziere (operatorul compus), $e_1(t)$ și respectiv $e_2(t)$. Oscilograma obținută este dată în figura 7. Din ea rezultă

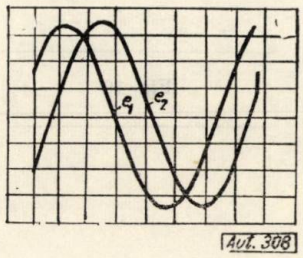


Fig. 7

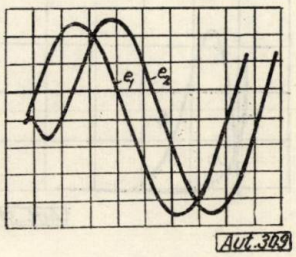


Fig. 8

clar că $e_2(t)$ este întîrziat față de $e_1(t)$ cu o secundă. Aprecierea se poate face simplu ținînd seamă de faptul că perioada sinusoidei este de 2π sec.

Pentru verificarea experimentală a funcționării întîrzietorului s-a ales $\omega_{real} = 1$ rad/sec, deoarece pentru $\tau = 1$ sec rezultă $\omega_0 = 1$ rad/sec, deci $\omega = 1$ căruia îi corespunde punctul a pe caracteristica reală a întîrzierii din figura 4. Se observă că această armonică se include perfect în gama de frecvențe pentru care putem considera funcționarea corectă a întîrzietorului real.

Oscilogramele obținute în regim tranzitoriu, la stabilirea sursei sinusoidale, sînt date în figura 8. Din ele rezultă că, în intervalul τ care urmează imediat după conectarea sursei sinusoidale, se obține un semnal parazit în curba întîrziată, specific schemelor de întîrziere care folosesc expresii de tipul trece-tot. Ele se datoresc faptului că armonicele superioare se transferă prin întîrzietor fără atenuare, dar și fără întîrziere, după cum rezultă din caracteristica reală a întîrzierii din figura 4.

Pentru a scoate în evidență comportarea întîrzietorului la semnale nesinusoidale (care conțin armonice de diferite frecvențe), s-a

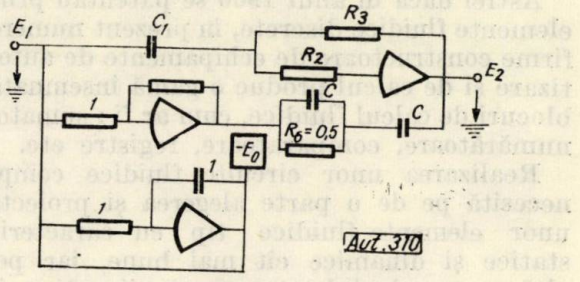


Fig. 9

alimentat schema întîrzietorului de la o sursă de tensiune exponențială. S-a ales constanta de timp a tensiunii exponențiale de o secundă. Schema electrică completă este dată în figura 9 pentru acest caz. Curbele $e_1(t)$ și $e_2(t)$ înregistrate

la osciloscop sînt date în figura 10. Din ele rezultă comportarea corectă a întîrzietorului cînd tensiunea de alimentare nu are variaţii prea rapide în timp.

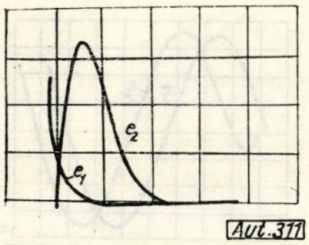


Fig. 10

5. Concluzii

În lucrarea de faţă se propune o nouă schemă de operator compus şi se dă modul de calculare a parametrilor ei pentru realizarea oricărei funcţii de transfer trece-tot, de ordin doi-doi.

Se stabilesc expresiile de calcul al parametrilor schemei operatorului, pentru realizarea funcţiei de transfer trece-tot Padé, de ordin doi-doi (relaţiile 23—24).

Se verifică experimental schema operatorului calculată pentru $\tau = 1$ sec şi se constată funcţionarea ei corectă.

Cu schema propusă se pot realiza uşor întîrzieri reglabile. Relaţiile (23—24) indică faptul că toate rezistenţele din schema întîrzietorului sînt proporţionale cu întîrzierea τ realizată. Deci dacă ele sînt concomitent modificate în aceeaşi proporţie, se pot obţine simplu întîrzieri reglabile.

Schema este economică. Folosind numai două amplificatoare operaţionale şi cinci elemente pasive, se poate realiza corect funcţia de transfer cerută.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kogan, V. Ia. *Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[2] Poeată Nina. *O nouă schemă de calcul pentru realizarea oricărei funcţii de transfer de ordinul doi-doi.* În: Bul. Inst. pol. Iaşi, tom. XV (XIX), fasc. 1—2, 1969, p. 41—46.

[3] Truxal, J. G. *Automatic feedback control system synthesis.* New York, McGraw Hill, 1955.

Dr. ing. I. DUMITRACHE

Principii de realizare a sumatoarelor fluidice numerice

1. Generalităţi

Elementele fluidice discrete funcţionînd pe diferite principii [1, 2, 3] au cunoscut o utilizare din ce în ce mai mare în construcţia echipamentelor de calcul numeric ca urmare, pe de o parte, a tehnologiei relativ simple de realizare, iar pe de altă parte a performanţelor bune obţinute la aceste elemente atît în regim staţionar cît şi dinamic.

Astfel dacă în anul 1960 se patentau primele elemente fluidice discrete, în prezent numeroase firme constructoare de echipamente de automatizare şi de calcul produc o gamă însemnată de blocuri de calcul fluidice, cum ar fi : sumatoare, numărătoare, comparatoare, registre etc.

Realizarea unor circuite fluidice complexe necesită pe de o parte alegerea şi proiectarea unor elemente fluidice tip cu caracteristici statice şi dinamice cît mai bune, iar pe de altă parte calculul interconexiunii optime între elemente.

Experienţa acumulată pînă în prezent în domeniul fluidicii evidenţiază posibilitatea proiectării elementelor fluidice discrete cu performanţe optime, îmbinînd rezultatele teoretice cu cele experimentale.

În condiţiile existenţei unor elemente fluidice tip pentru realizarea principalelor funcţii booleene, cu caracteristici statice, şi dinamice bine definite, proiectarea şi realizarea circuitelor fluidice complexe trebuie să rezolve una dintre problemele cele mai dificile în fluidică — alegerea şi dimensionarea interconexiunii optime între elemente. Spre deosebire de circuitele electronice, în circuitele fluidice transmiterea informaţiei — concretizată într-un fluid sub presiune — este însoţită de fenomene specific neliniare proprii mecanicii fluidelor, ceea ce determină modificarea acesteia atît sub aspect calitativ cît şi sub aspect cantitativ.

Sinteza unor circuite numerice fluidice ţinînd seamă de natura informaţiei prelucrate va urmări stabilirea schemei principiale optime cu reducerea la minimum a elementelor tip şi a nivelelor parcurse de semnal de la intrare la ieşire, asigurînd astfel transmiterea integrală nemodificată a informaţiei cu viteza optimă.

Asigurarea procesului de transmitere a informaţiei în circuitele fluidice este strict legată de dimensiunile liniei de interconexiuni între elemente. Numărul mare de bucle de reacţie şi linii de interconexiune între elementele unor circuite fluidice complexe face ca viteza de

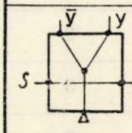
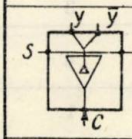
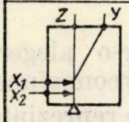
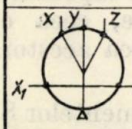
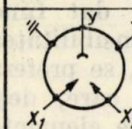
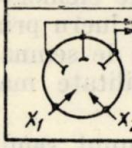
prelucrare şi transmitere a informaţiei în aceste circuite să constituie un factor esenţial în asigurarea bunei funcţionări a circuitului.

Cunoaşterea performanţelor dinamice ale elementelor fluidice discrete, în special timpii de răspuns, precum şi schema principială a circuitului, care pune în evidenţă buclele de reacţie, respectiv toate liniile de interconexiune, permit o proiectare optimă a circuitului fluidic avînd drept criteriu de performanţă viteza de prelucrare şi transmitere a informaţiei. Folosind acest criteriu de performanţă apare ca evidentă şi banda de frecvenţă de lucru care va asigura funcţionarea stabilă şi sigură cu precizie maximă a circuitelor.

În cele ce urmează se prezintă sinteza unor circuite fluidice pentru operaţii de însumare şi scădere a numerelor binare, utilizînd elemente fluidice tip prezentate în [1, 2, 3] şi proiectate în [4].

Principalele caracteristici şi simbolurile elementelor fluidice tip, utilizate la sinteza circuitelor fluidice de însumare, sînt date în tabela 1.

Tabela 1

Simbol	Tabela de adevăr	Funcţia realizată
	R S y $\bar{y}$ 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 1 –	Bistabil cu 2 intrări
	R S C y $\bar{y}$ 0 0 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 1 – –	Bistabil cu intrare de numărare
	X_1 X_2 Z y 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 1	SAU-NICI
	X_1 X_2 X y Z 0 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1 1 1 0 1 0	Monostabil cu 3 ieşiri
	X_1 X_2 y 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1	ŞI-pasiv
	X_1 X_2 y 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0	SAU-EXCLUSIV

Folosind elementele tip proiectate şi realizate cu performanţele date în tabela 1, se stabileşte schema optimă de bloc de însumare fluidic admiţînd drept criteriu de performanţă viteza de însumare, numărul minim de elemente tip utilizate şi numărul minim de nivele parcurse de semnal de la intrare la ieşire.

2. Sumatoare fluidice

Cunoscînd timpii de răspuns pentru fiecare element (t_b, t_s, t_n) şi considerînd întîrzierea introdusă de liniile de interconexiune ca fiind egală cu t_l şi egală pentru fiecare nivel din schema principială a circuitului, se poate calcula viteza de însumare a două numere binare utilizînd diferite elemente fluidice.

Pentru stabilirea schemei optime de sumator fluidic luînd în considerare viteza de lucru, numărul elementelor tip utilizate, precum şi numărul nivelelor parcurse de semnalele fluidice de la intrare la ieşire, vom porni de la expresia logică a sumei şi transportului la un semisumator-scăzător binar :

$$\begin{aligned} + S_i &= - S_i = \bar{A}_i B_i + A_i \bar{B}_i = (A_i \oplus B_i); \\ + T_i &= A_i B_i; \\ - T_i &= \bar{A}_i B_i. \end{aligned} \qquad (1)$$

unde A_i şi B_i reprezintă variabilele binare de la intrarea semisumatorului.

Pe baza relaţiilor logice (1) pot fi realizate mai multe scheme de sumatoare-scăzătoare a două variabile binare, utilizînd elementele fluidice tip prezentate în tabela 1.

Analiza critică a schemelor va pune în evidenţă schema optimă de bloc de însumare a două variabile binare, realizat cu un număr minim de elemente tip, număr minim de nivele parcurse de semnalul fluidic, pentru obţinerea unei viteze maxime de însumare.

În figura 1 se prezintă o schemă de semisumator-scăzător, utilizînd două elemente active SAU-NICI şi trei elemente ŞI-pasive.

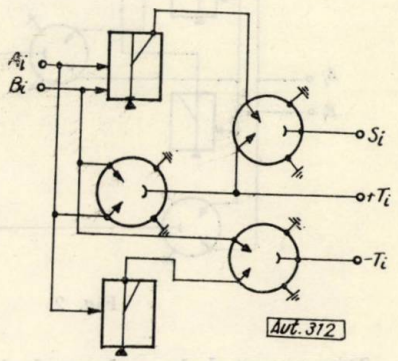


Fig. 1

Prezenţa în schemă a două tipuri de elemente fluidice distincte, active şi pasive, necesită introducerea unor elemente fluidice pasive pentru egalizarea semnalelor de comandă, pre-

cum şi pentru sincronizarea funcţionării circuitului. Astfel pentru buna funcţionare a circuitelor ŞI pasive se impun semnale de presiune de ordinul 0,1 kgf/cm², ceea ce ar atrage folosirea, în circuitul de comandă a elementelor active NICI, a unor elemente rezistive.

Pentru cel de-al doilea nivel parcurs de semnalul fluidic, semnalele de ieşire din elementele active trebuie egalizate cu semnalul de intrare şi, respectiv, cu semnalul rezultat din circuitul ŞI din primul nivel; astfel, între elementele active şi cele două elemente pasive ŞI trebuie introduse rezistenţe pentru a reduce semnalele respective la valoarea semnalului de comandă.

Din punctul de vedere al vitezei de lucru, aceasta se apreciază prin calculul timpului total de transmitere a informaţiei de la intrare la fiecare ieşire, timp ce poate fi urmărit în tabela 2.

semnalelor pe cele două canale ce reprezintă intrările în elementele ŞI nu este identică.

Schema din figura 2 realizează cele trei funcţii de ieşire prin intermediul a trei elemente NICI şi trei elemente ŞI în trei nivele.

Ca şi în schema din figura 1, prezenţa elementelor pasive ŞI reduce gradul de siguranţă şi stabilitate, impunîndu-se totodată egalizarea semnalelor între elemente. În ceea ce priveşte posibilitatea de apariţie a hazardului, schema este comparabilă din acest punct de vedere cu cea dată în figura 1. Pentru a se asigura o funcţionare sincronă a elementelor schemei, se impune introducerea unor elemente de circuit, punîndu-se astfel în fază semnalele ce intră în elementele ŞI pasive. Astfel la intrările directe în circuitele ŞI din nivelul al doilea al circuitului trebuie introduse întîrzieri suplimentare pentru ca semnalele la intrare să fie în fază.

Tabela 2

Schema \ Timp de răspuns	$\pm S_i$	$+T_i$	$-T_i$	Număr nivele	Număr elemente distincte
1	$t_n+t_l+t_s$	t_s	$t_n+t_s+t_l$	2	2
2	$2t_n+2t_l+t_s$	t_s	$t_n+t_l+t_s$	3	2
3	$t_n+t_l+t_s$	t_s	$t_n+t_l+t_s$	2	3
4	$t_n+t_l+t_s$	t_s	t_s	2	3
5	$t_n+t_l+t_s$	$t_b+t_s+t_n$	$t_b+t_s+t_n+2t_l$	2	4
6	$3t_n+3t_l$	$2t_n+t_l$	$2t_n+t_l$	3	1

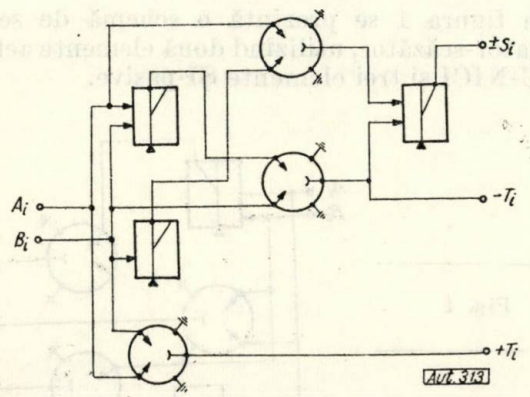


Fig. 2

Din punctul de vedere al siguranţei în funcţionare, prezenţa elementelor pasive ŞI reduce gradul de siguranţă. De remarcat posibilitatea apariţiei hazardului static şi dinamic la trecerea semnalului prin cel de-al doilea nivel, aceasta în condiţiile în care întîrzierea în transmiterea

Practic, aceasta se rezolvă printr-o alegere corespunzătoare a liniilor de interconexiune.

Din schemă rezultă că semnalele ce reprezintă suma şi transportul apar defazate, ceea ce determină o întîrziere în transmiterea acestora într-un sumator cu trei intrări.

În ceea ce priveşte utilizarea elementelor ŞI pasive, se menţionează faptul că, dat fiind randamentul redus al acestora şi sensibilitatea mărită la mici variaţii ale presiunii, se preferă înlocuirea lor cu elemente active care, deşi conduc la o creştere a numărului de elemente şi implicit la o reducere a vitezei de lucru prin mărirea numărului de nivele parcurse de semnale, prezintă totuşi un grad de stabilitate mai mare şi o siguranţă corespunzătoare.

În figura 3 se prezintă schema unui semisumator-scăzător, utilizînd un număr minim de elemente fluidice [4].

În ceea ce priveşte viteza de transmitere a informaţiei, această schemă este cea mai avantajoasă; din punctul de vedere al siguranţei în

funcţionare însă schema este comparabilă cu schemele precedente. Prezenţa elementelor pasive impune introducerea elementelor de circuit pentru sincronizarea şi egalizarea semnalelor.

O altă variantă a schemei, în care elementul pasiv SAU-EXCLUSIV este înlocuit într-un circuit monostabil cu trei ieşiri, este prezentată

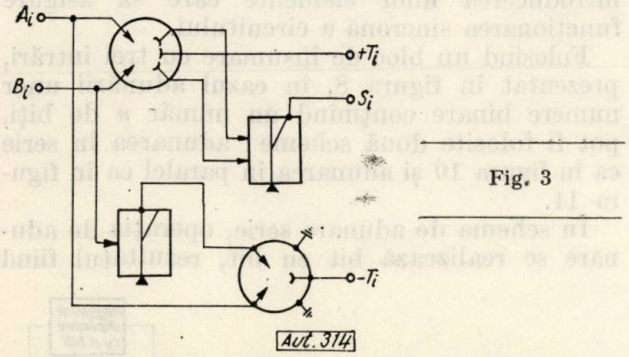


Fig. 3

în figura 4. Din punctul de vedere al vitezei de lucru schema este cea mai avantajoasă, însă numărul de elemente distincte este maxim. Schema prezintă un coeficient de siguranţă maximă pentru obţinerea funcţiei sumă.

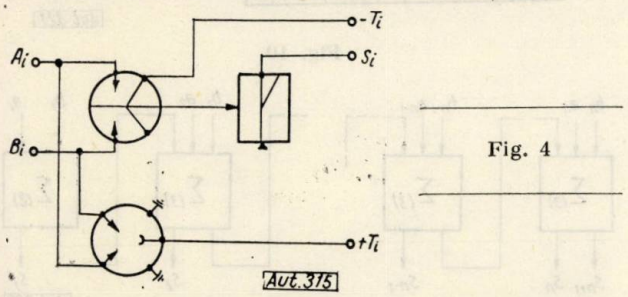


Fig. 4

Figura 5 diferă de figura 3 numai prin introducerea unui element suplimentar, un bistabil cu două intrări pentru comanda celor două operaţii de adunare şi scădere. Viteza de lucru a schemei este mai redusă, iar întîrzierile suplimentare care intervin în transmiterea semnalelor de la bistabil la porţile ŞI reduc coeficientul de siguranţă.

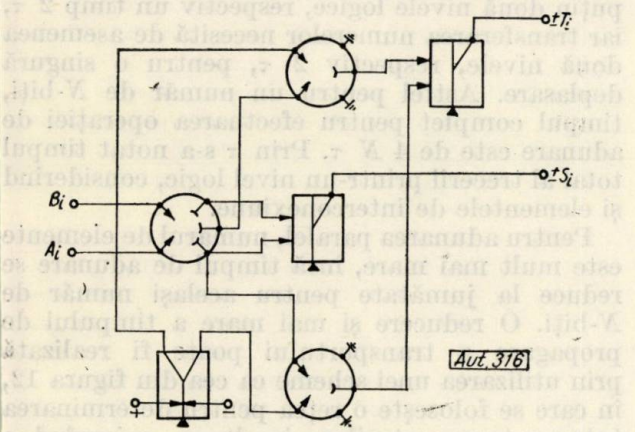


Fig. 5

O altă schemă de semisumator, dată în figura 6, utilizează, pentru obţinerea celor trei funcţii numai elemente active SAU-NICI, numărul acestora fiind maximum 6; numărul de nivel este 3.

Deşi din punctul de vedere al vitezei de lucru schema este dezavantajoasă comparativ cu

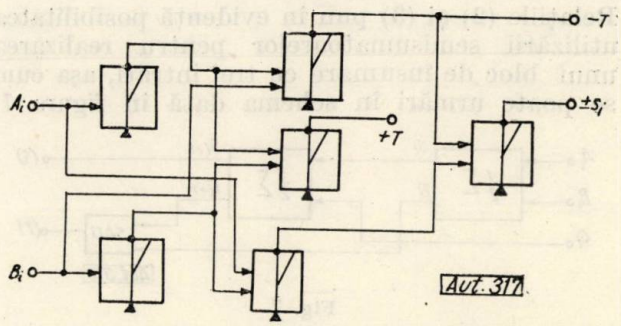


Fig. 6

celelalte scheme, ea prezintă un grad de stabilitate mai bun. În ceea ce priveşte egalizarea şi sincronizarea semnalelor, acestea se impun numai la trecerea de la nivelul întîi la nivelul al doilea. Printr-o alegere corespunzătoare a liniilor de interconexiune şi a elementelor rezistive de circuit, reducerea posibilităţii de apariţie a hazardului la cel de-al doilea nivel este evidentă.

Tabela comparativă a diferitelor scheme de semisumatoare-scăzătoare fluidice, din punctul de vedere al vitezei de lucru, al numărului distinct de elemente şi al numărului total de elemente, permite să se observe că schemele date în figura 4 şi în figura 6 sînt superioare celorlalte. Vom considera în cele din urmă schema dată în figura 6 la care semnalele sumă şi transport apar la ieşire în acelaşi timp, aceasta realizîndu-se printr-o alegere corespunzătoare a lungimii liniilor de interconexiune.

Efectuarea operaţiei de adunare a numerelor binare, dată fiind apariţia transportului în cazul însumării a două variabile, determină utilizarea, ca unitate distinctă pentru operaţia de adunare şi de scădere, a unui bloc cu trei intrări. Tabela de adevăr 3, pentru operaţia de adunare a trei variabile binare, conduce la

Tabela 3

A_i	B_i	S_i	T_i	C_i	S_{i+1}	T_{i+1}	T
0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	1	0	1	1
1	1	0	1	1	0	0	1

următoarele expresii logice ale sumei şi transportului:

$$S_{i+1} = S_i \overline{C}_i + C_i \overline{S}_i = (A_i \overline{B}_i + \overline{A}_i B_i)\overline{C}_i + (A_i B_i + \overline{A}_i \overline{B}_i).C_i \; ; \quad (2)$$

$$T = T_i + T_{i+1} = A_i B_i + S_i C_i = A_i B_i + B_i C_i + A_i C_i. \quad (3)$$

Relaţiile (2) şi (3) pun în evidenţă posibilitatea utilizării semisumatoarelor pentru realizarea unui bloc de însumare cu trei intrări, aşa cum se poate urmări în schema dată în figura 7.

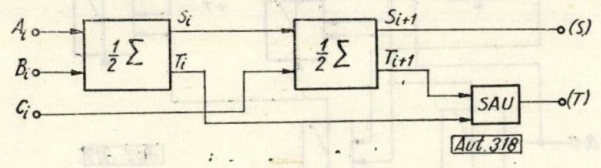


Fig. 7

Dacă se consideră drept cea de a treia variabilă transportul apărut de la unitatea precedentă, schema bloc a unui sumator cu trei intrări este dată în figura 8. În schemă s-a

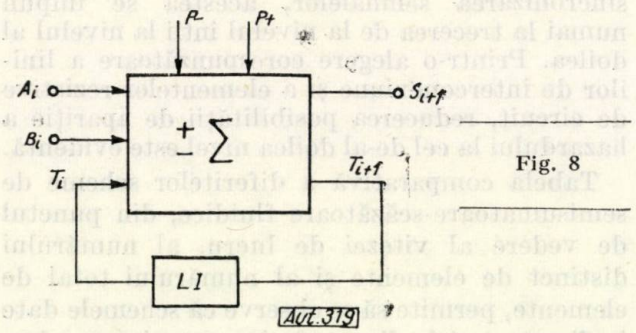


Fig. 8

introdus linia de întîrziere necesară transmiterii semnalelor la intrarea blocului sumator, iar pentru a se obţine atît operaţia de adunare cît şi cea de scădere sînt prevăzute semnalele de comandă corespunzătoare p_+ şi p_-.

Schema desfăşurată a unui sumator-scăzător cu trei intrări este prezentată în figura 9,

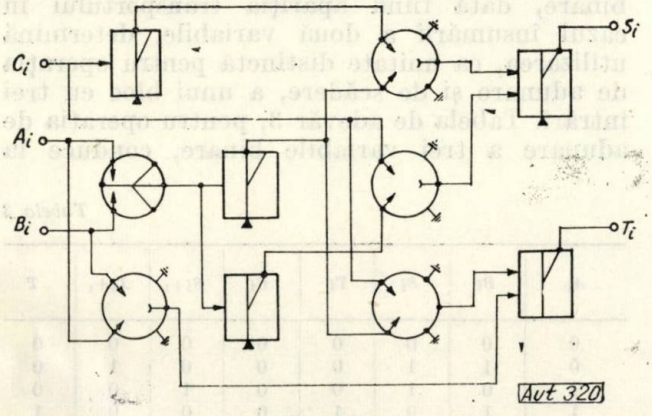


Fig. 9

schemă realizată cu elemente fluidice active şi pasive. Se observă din schemă că gradul de complexitate creşte, numărul de elemente interconectate de asemenea este 9, ceea ce face ca siguranţa schemei să scadă. Între diferitele nivele se impune introducerea elementelor fluidice de circuit care să asigure sincronizarea şi egalizarea semnalelor. Vom remarca faptul că schema prezintă pericolul de apariţie a hazardului static şi dinamic, impunîndu-se introducerea unor elemente care să asigure funcţionarea sincronă a circuitului.

Folosind un bloc de însumare cu trei intrări, prezentat în figura 8, în cazul adunării unor numere binare conţinînd un număr n de biţi, pot fi folosite două scheme: adunarea în serie ca în figura 10 şi adunarea în paralel ca în figura 11.

În schema de adunare serie, operaţia de adunare se realizează bit cu bit, rezultatul fiind

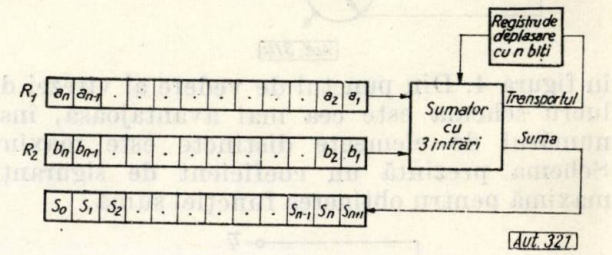


Fig. 10

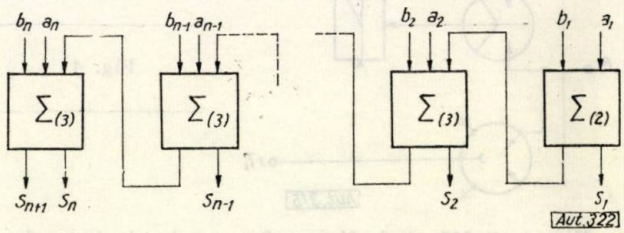


Fig. 11

transmis într-un registru cu capacitatea de $(N + 1)$ biţi. Generarea unui bit ce reprezintă un semnal sumă şi transport necesită cel puţin două nivele logice, respectiv un timp $2\ \tau$, iar transferarea numerelor necesită de asemenea două nivele, respectiv $2\ \tau$, pentru o singură deplasare. Astfel pentru un număr de N-biţi, timpul complet pentru efectuarea operaţiei de adunare este de $4\ N\ \tau$. Prin τ s-a notat timpul total al trecerii printr-un nivel logic, considerînd şi elementele de interconexiune.

Pentru adunarea paralel, numărul de elemente este mult mai mare, însă timpul de adunare se reduce la jumătate pentru acelaşi număr de N-biţi. O reducere şi mai mare a timpului de propagare a transportului poate fi realizată prin utilizarea unei scheme ca cea din figura 12, în care se foloseşte o reţea pentru determinarea tuturor transporturilor simultane, asigurînd o propagare secvenţială a semnalelor de transport. Semnalele P_i apar cînd există cel puţin o variabilă cu valoarea 1 în poziţia a (a fiind considerat ca o sumă parţială). Semnalul G_i apare cînd cel puţin două variabile au valoarea 1.

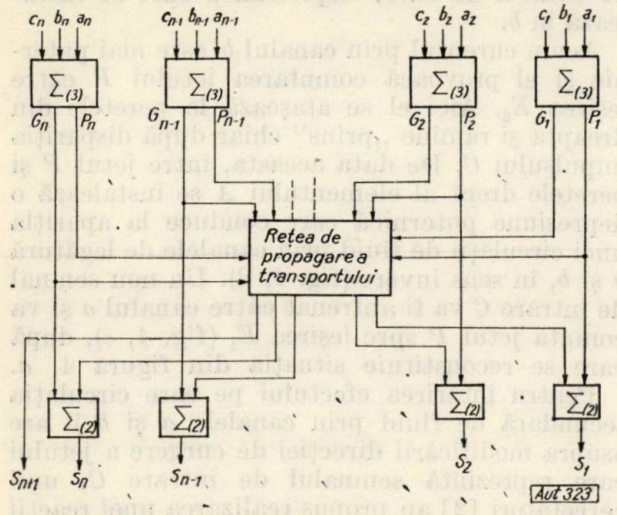


Fig. 12

Dacă un semnal G_i merge la etajul $(i + 1)$ unde suma parțială este egală cu 1 $(P = 1)$, atunci semnalul de transport este propagat la etajul $(i + 2)$ și suma parțială a etajului $(i + 1)$ devine zero. Astfel va exista semnalul de transport la ieșirea etajului i dacă există un semnal G în cea mai puțin semnificativă poziție de bit (K) și semnalele P intră în toate pozițiile între i și K. Exprimată analitic această condiție logică este de forma :

$$T_i = G_i + G_{i-1} P_i + G_{i-2} P_{i-1} P_i + \ldots + \\ + G_0 P_1 P_2 \ldots P_{i-1} P_i. \qquad (4)$$

Relația (4) pune în evidență posibilitățile de realizare a rețelei de propagare a transportului în scopul creșterii vitezei de lucru a sumatorului de tip paralel.

Prin aplicarea unor semnale de comandă p se poate controla operația de adunare și de scădere a celor trei numere A_i, B_i și C_i. Pentru buna funcționare a sumatorului se impune corelarea întîrzierilor în transmiterea transportului între etaje cu timpii de introducere a semnalelor.

Dacă τ este timpul de răspuns al unui semisumator, atunci timpul total de propagare a transportului T_{i+2} este 2 τ, neglijînd întîrzierea dată de linia de interconexiune.

Analiza schemelor de sumatoare fluidice evidențiază posibilitatea realizării unor circuite fluidice complexe, precum și principalele elemente ce limitează gradul de complexitate al acestor circuite. Este de remarcat faptul că, deși elementele fluidice tip au performanțe bune și foarte bune în regim staționar și dinamic, fenomenele complexe ce apar la cuplarea acestora limitează performanțele circuitelor fluidice numerice și, implicit, gradul de complexitate al acestora.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kisshner, T. *Fluid amplifiers.* New York, McGraw-Hill, 1965.
[2] Glaettli, H. H. *Advances in computer*, 1964.
[3] Dumitrache, I. *Elemente fluidice utilizate în tehnica calculului numeric.*
[4] Dumitrache, I. *Contribuții la sinteza elementelor și circuitelor fluidice numerice.* Teză de doctorat, 1970.
[5] Hiks, M. *Fluidic components for digital applications.* In : Electronic components, nr. 6, 7, 8, 9, 1967.
[6] Dumitrache, I. *Unele probleme privind proiectarea elementelor fluidice numerice.* Comunicare la sesiunea cadrelor didactice I.P.B., 1968.
[7] Chu, T. *Calculatoare numerice*, București, Ed. tehnică, 1969.

Ing. V. GĂBURICI

Elemente fluidice bistabile cu intrare de numărare

În vederea realizării unor numărătoare utilizînd elemente fluidice, atenția cercetătorilor din mai multe țări a fost îndreptată înspre construirea de elemente basculante bistabile cu o singură intrare [1, 3, 4, 6, 8, 9, 10]. În acest sens au fost puse la punct atît elemente de sine stătătoare, cît și circuite realizate prin conectarea unor elemente fluidice, bazate atît pe efectul Coandă, cît și pe interacțiunea jeturilor de aer.

În figura 1 se dă primul element basculant fluidic bazat pe efectul Coandă, cu o singură intrare, realizat de E.W. Warren (H.D.L.)*

Bistabilul este format din două elemente A și B (fig. 2). Elementul A este un circuit basculant bistabil cu două intrări a și b, iar elementul B funcționează după principiul inducției la care se adaugă influența depresiunilor care se stabilesc, în timpul funcționării, în canalele a și b. Elementul B are rolul de a comanda bistabilul A.

Fenomenul de inducție la care ne-am referit mai sus se azează pe antrenarea unui jet de aer mai puternic în direcția de curgere a unui jet slab (fig. 3). Jetul mai puternic C, în absența jetului mai slab de comandă C_d, se îndreaptă către ieșirea U_1. Jetul de comandă C_d chiar foarte slab, care se „prelinge" pe lîngă peretele haşurat, antrenează cu el — datorită frecării vîscoase dintre jeturi — jetul mai puternic C către ieșirea U_2. Trebuie însă ca jeturile C și C_d să fie destul de apropiate și să existe un anumit raport între ele în ceea ce privește puterea.

* Hary Diamond Laboratories — S.U.A.

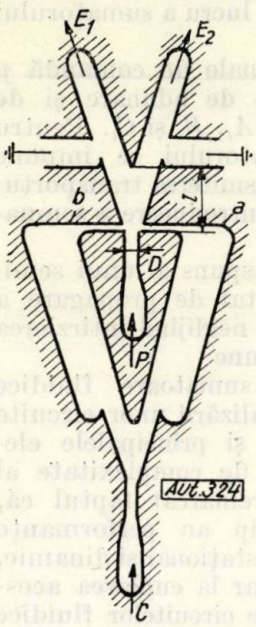


Fig. 1

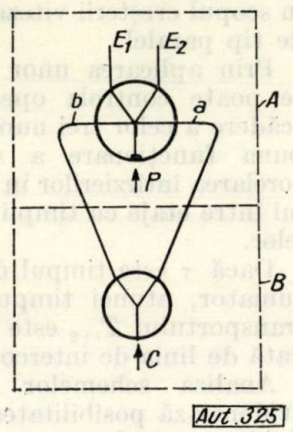


Fig. 2

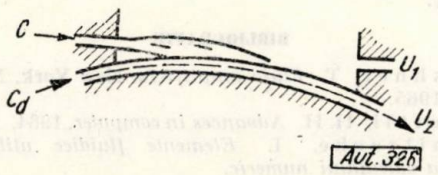


Fig. 3

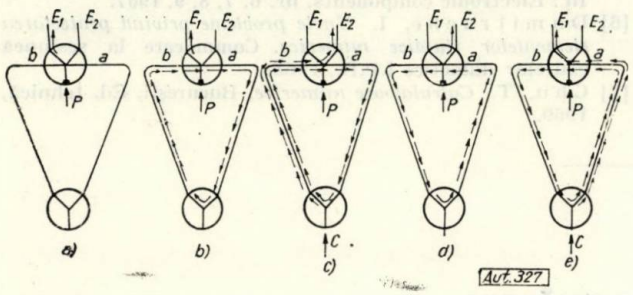


Fig. 4

Funcţionarea acestui tip de element basculant bistabil (fig. 1) poate fi urmărită în figura 4. În absenţa impulsului de intrare C (fig. 4, *a*), jetul de putere P se ataşează aleatoriu la unul dintre pereţii elementului A (am presupus peretele stîng) şi iese prin E_1. Între jet şi peretele stîng se instalează o puternică depresiune mai mare decît cea dintre jet şi peretele drept. Ca urmare, apare o circulaţie de fluid (fig. 4, *b*) către zona cu depresiune ridicată. Circulaţia este însă slabă şi nu are ea singură puterea de a comuta jetul P către ieşirea E_2. Apariţia unui impuls C provoacă fenomenul de inducţie, în sensul că acest impuls este antrenat în direcţia de curgere a fluidului între cele două depresiuni (fig. 4, *c*). Trebuie menţionat că la fenomenul de inducţie se adaugă şi acela de sugere a jetului de control de către depresiunea care se instalează în *b*.

Acum curentul prin canalul *b* este mai puternic şi el provoacă comutarea jetului P către ieşirea E_2. Aici el se ataşează la peretele din dreapta şi rămîne „prins" chiar după dispariţia impulsului C. De data aceasta, între jetul P şi peretele drept al elementului A se instalează o depresiune puternică care conduce la apariţia unei circulaţii de fluid prin canalele de legătură *a* şi *b*, în sens invers (fig. 4, *d*). Un nou semnal de intrare C va fi antrenat către canalul *a* şi va comuta jetul P spre ieşirea E_1 (fig. 4, *e*), după care se reconstituie situaţia din figura 4, *a*.

Pentru întărirea efectului pe care circulaţia secundară de fluid prin canalele *a* şi *b* îl are asupra modificării direcţiei de curgere a jetului care reprezintă semnalul de intrare C, unii cercetători [2] au propus realizarea unei reacţii negative funcţie de presiunea de ieşire, care se realizează prin intermediul unor canale pe care se găsesc rezistenţe fluidice. Schema simplificată a unui asemenea element este prezentată în figura 5.

Mărimea de reacţie se aplică elementului de comandă B cu o anume întîrziere, după ce

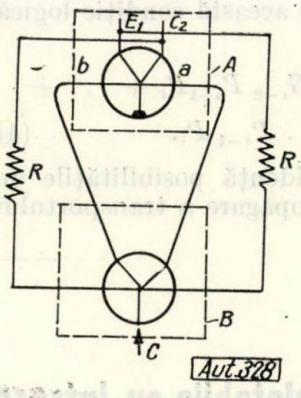


Fig. 5

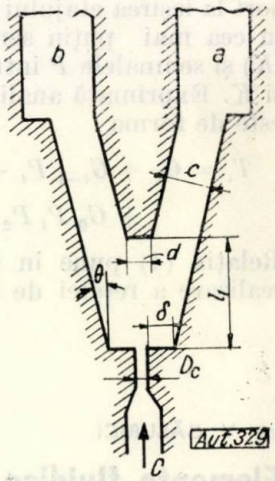


Fig. 6

dispare semnalul de comandă anterior. Ea acţionează asupra noului semnal de comandă care apare, îndreptîndu-l prin canalizaţia opusă către intrarea elementului A.

Parametrii geometrici care determină comportarea elementului sînt mulţi şi se influenţează reciproc. Pentru ca elementul A să funcţioneze în bune condiţii trebuie ca raportul l/D (fig. 1) să fie în jur de 18. Pentru partea de comandă B a elementului (fig. 6) se fac consideraţiile care urmează.

Principiul de funcţionare descris mai înainte se referă la un bistabil la care partea de comandă nu este în comunicaţie cu atmosfera. Un astfel de element intră uşor în oscilaţie în prezenţa unui semnal de comandă. Inconvenientul semnalat poate fi evitat luînd pentru raportul l_1/D_c

o valoare în jur de 17. În această situaţie însă funcţionarea elementului rezultă dură şi el nu poate fi legat într-o cascadă. Obstacolul este surmontat dispunînd în canalele *a* şi *b* descărcătoare, poziţionate simetric ca în figura 7 sau ca în figura 8. Funcţionarea de principiu în această situaţie va fi alterată, dar elementul va rezulta stabil, gata să fie comandat de semnale cu valoare coborîtă.

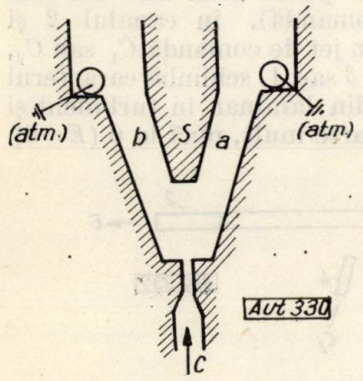


Fig. 7

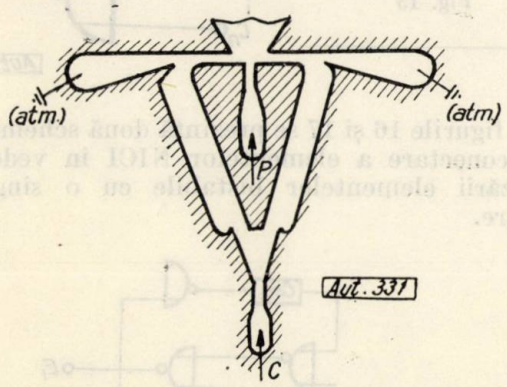


Fig. 8

Elementul de comandă *B* (fig. 6) are de fapt tot comportarea unui bistabil, dar pasiv.

Splitterul *S* al elementului *B* (fig. 6) poate fi pătrat, ascuţit sau concav. Acesta din urmă, denumit şi dispozitivul Bothe, conferă o mai mare stabilitate elementului prin turbionul creat (fig. 9) care acţionează asupra jetului ca o reacţie pozitivă.

Bistabilul Warren prezentat mai sus, avînd un ajutaj — prin care se aplică semnalul de comandă — de 0,5 mm diametru, poate prelucra semnale avînd o frecvenţă de pînă la 800 Hz. Folosind un ajutaj de 0,25 mm diametru s-a ajuns la un bistabil sensibil la o frecvenţă de 2 kHz.

Unele firme constructoare de elemente fluidice [10] au realizat partea de comandă a bistabilului cu o singură intrare cu pereţi de ataşare (fig. 10). Aici jetul de comandă *C* se ataşează la unul dintre pereţi sub influenţa semnalului fluidic reprezentat de curgerea secundară prin canalele *a* şi *b*. Rezultă o stabilitate superioară a funcţionării elementului de comandă.

În acest caz, după cum se vede, elementul *B* nu mai funcţionează pe baza inducţiei asociate

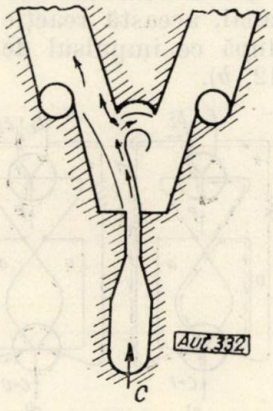


Fig. 9

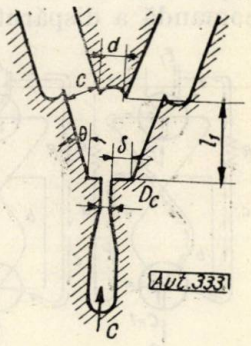


Fig. 10

cu efectul depresiunii, ci pe baza efectului Coandă.

Caracteristicile geometrice optime ale părţii de comandă (fig. 10) sînt următoarele [6]:

$$\theta = 15°; \quad l_1/D_c = 6; \quad c = 2D_c; \quad d = 2D_c$$

$$\delta = 0{,}1\ D_c.$$

Alţi cercetători au propus şi realizat şi alte tipuri de bistabili cu intrare de numărare bazate pe efectul Coandă. Aşa spre exemplu Bantle [1] dă elementul din figura 11, a cărui funcţionare poate fi urmărită în elementele prezentate schematic în figura 12. Presupunînd că, în urma aplicării semnalului de comandă *C*, jetul de putere *P* se îndreaptă către canalul din stînga (canalul de putere *P* împreună cu canalele E_1 şi E_2 formează un element cu efect Coandă) şi iese prin E_1 (fig. 12, *a*), datorită conformaţiei elementului prin canalul *a* se creează o reacţie pozitivă care menţine, pe direcţia luată iniţial, semnalul *C* atît timp cît

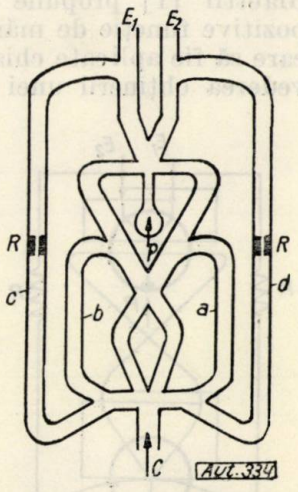


Fig. 11

durează acesta. Se obţine astfel o siguranţă mai mare în funcţionare.

Totodată, o parte din debitul de putere care iese prin E_1 este dirijată prin canalul C, constituind astfel o reacţie negativă. Datorită rezistenţei R montate pe acest canal, această reacţie acţionează cu întîrziere, după ce impulsul de comandă a dispărut (fig. 12, *b*).

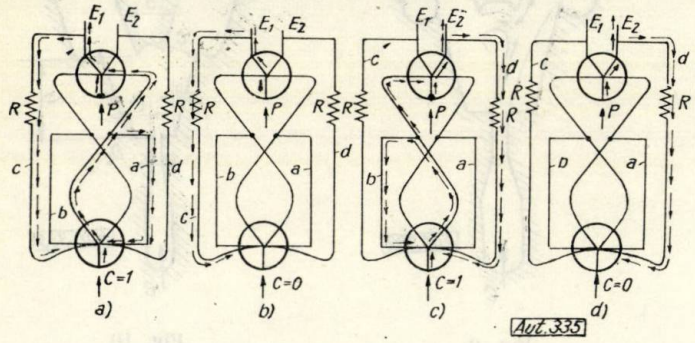


Fig. 12

Un nou semnal de comandă C va fi antrenat datorită reacţiei din canalul *c* pe traseul prezentat în figura 12, *c*. De această dată, semnalul de putere P va fi deviat către ieşirea E_2. Reacţia pozitivă se va stabili prin canalul *b*, iar cea negativă prin canalul *d*. Aceasta din urmă rămîne şi după dispariţia semnalului de comandă C (fig. 12, *d*) şi pregăteşte funcţionarea elementului după schema din figura 12, *a* atunci cînd va apărea la intrare un nou impuls de comandă.

Pornind de la elementul bistabil al lui Bantle, Glaettli [1] propune realizarea unor reacţii pozitive funcţie de mărimile de ieşire E_1 şi E_2, care să fie aplicate chiar jetului de putere P în vederea obţinerii unei mai bune stabilităţi a

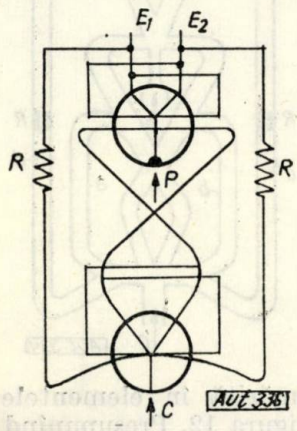


Fig. 13

acestuia. Elementul respectiv, sub formă schematică, este prezentat în figura 13.

La baza construcţiei unor elemente bistabile cu o singură intrare stă nu numai efectul Coandă ci şi acela al interconexiunii unor jeturi de aer. În acest din urmă caz, elementele bistabile realizate [8] sînt formate prin conectarea mai multor elemente logice (NICI în special) de tip Auger (fig. 14). Pe scurt, funcţionarea elementului NICI de tip Auger este următoarea: un jet laminar de presiune P care iese din ajutajul *1* este captat, în absenţa elementelor de comandă C_1 sau C_2 (elementul poate avea una sau mai multe intrări de comandă), în canalul *2* şi semnalul E este 1. Un jet de comandă C_1 sau C_2, trimis prin ajutajele *3* sau 4, schimbă caracterul curgerii jetului P din laminar în turbulent şi semnalul E scade foarte mult, pînă la 0 ($E=0$).

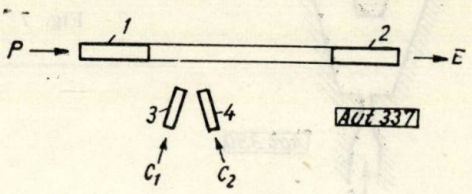
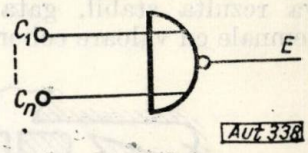


Fig. 14

Simbolic, elementul NICI se reprezintă în scheme ca în figura 15.

Fig. 15



În figurile 16 şi 17 se prezintă două scheme de interconectare a elementelor NICI în vederea realizării elementelor bistabile cu o singură intrare.

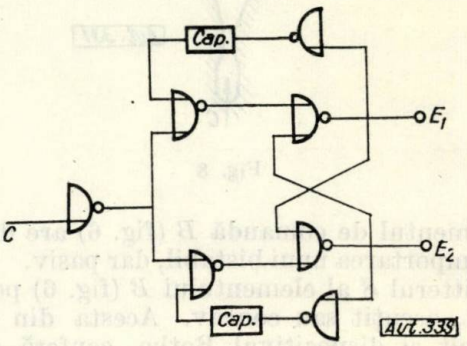


Fig. 16

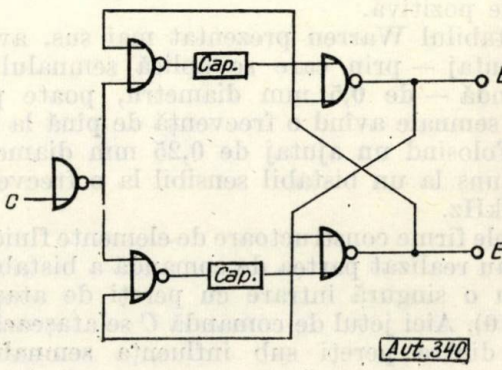


Fig. 17

În cele două scheme, întîrzierile sînt obţinute prin montarea unor linii de întîrziere care conţin capacităţi fluidice (cap).

Se pot obţine scheme mai complexe, care să se comporte ca un bistabil cu o singură intrare, şi în cazul în care se foloseşte un bistabil fluidic

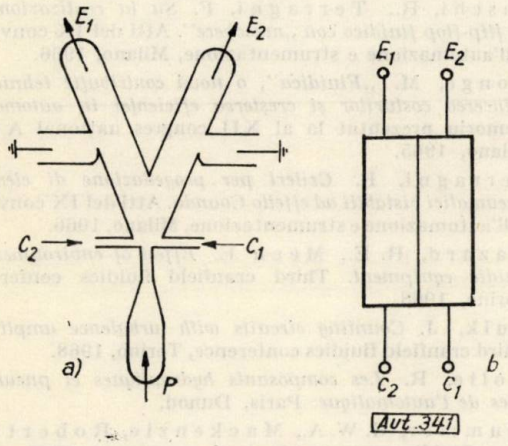


Fig. 18

cu două intrări bazat pe efectul Coandă (fig. 18, *a*) şi care în scheme se reprezintă simbolic ca în figura 18, *b*.

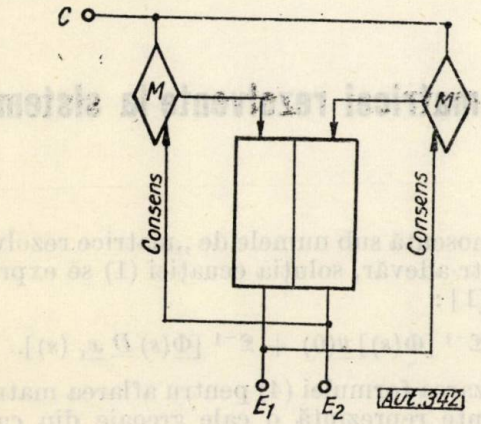


Fig. 19

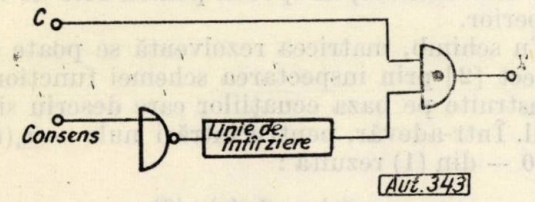


Fig. 20

Bistabilul cu două intrări este folosit în schema dată în figura 19 [4]. Simbolul în formă de romb, pe care l-am notat cu M, este un circuit logic, prezentat în figura 20, a cărui tabelă de adevăr este dată (tabela 1).

Una dintre intrările elementului M este intrarea de numărare C, iar cealaltă este intrarea numită de consens.

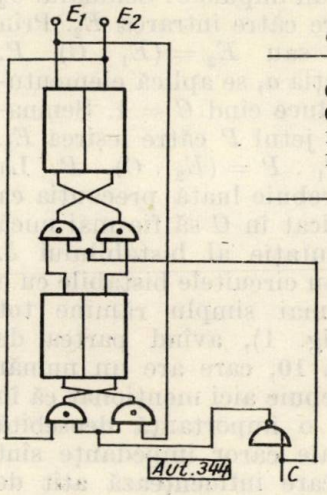


Fig. 21

Tabela 1

C	Consens	X
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

Schema logică M foloseşte şi un element NU şi un element ŞI.

O altă schemă complexă care se comportă ca un bistabil cu o singură intrare este dată în figura 21 [1].

Aici sînt utilizate două elemente basculante bistabile cu cîte două intrări de tipul celui dat în figura 18.

Autorul a realizat în laborator, după o concepţie proprie, un bistabil cu intrare de numărare complex care utilizează un bistabil cu două intrări bazat pe efectul Coandă şi două elemente ŞI pasive (fig. 22).

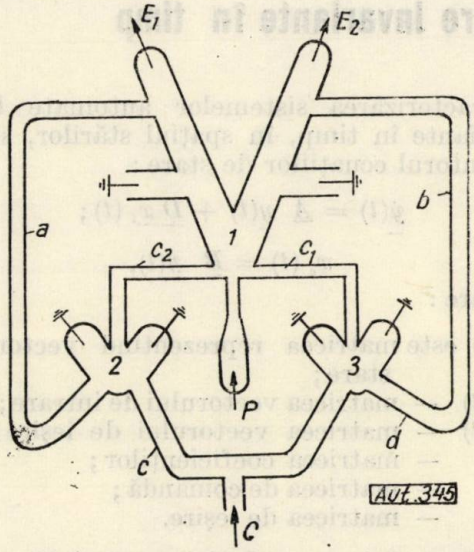


Fig. 22

Intrarea de numărare se aplică în C simultan celor două elemente logice ŞI 1 şi 2. Ieşirile C_1 şi C_2 ale acestor elemente logice constituie intrările în bistabilul *3* bazat pe efectul Coandă. Dacă jetul P comută iniţial, de exemplu, spre ieşirea E_1, prin canalul de reacţie *b* semnalul se aplică şi elementului ŞI—2 care va conduce dînd un impuls C_2 numai atunci cînd la intrarea

de numărare se aplică un impuls C. Semnalul C_2 comută jetul de putere către intrarea E_2. Prin urmare $E_2 = C_2 \cdot P$ sau $E_2 = (E_1 \cdot C) \cdot P$. Semnalul E_2, prin reacţia a, se aplică elementului ŞI—1 care va conduce cînd $C = 1$. Semnalul C_1 obţinut comută jetul P către ieşirea E_1. Prin urmare $E_1 = C_1 \cdot P = (E_2 \cdot C) \cdot P$. La acest tip de bistabil trebuie luată precauţia ca durata impulsului aplicat în C să fie mai mică decît timpul de comutaţie al bistabilului *3*.

Dintre elementele sau circuitele bistabile cu o singură intrare cel mai simplu rămîne tot elementul Warren (fig. 1), avînd partea de comandă ca în figura 10, care are un număr minim de legături. Trebuie aici menţionat că în circuitele fluidice au o importanţă deosebită liniile de conexiune ale căror impedanţe sînt greu controlabile şi care influenţează atît de mult comportarea elementelor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bantle, K. Counters with bistable fluid elements. Proceedings of the second cranfield fluidics conference, Cambridge, 1967.

[2] Foster, K., Mitchell, D. G., Retallick, D.A. *Fluidic circuits used in a drilling sequence control.* Proceedings of the second cranfield fluidics conference, Cambridge, 1967.

[3] Bahr, J., Glaettli, N. H. *Über neuere Untersuchungen an Wandstrahlelementen und ihre Anwendung in logischen Schaltungen.* In: Elektronik Rechenanl, nr. 7, 1965.

[4] Laschi, R., Terragni, F. *Su la realizzazione di un flip-flop fluidico con „maschere".* Atti del IX convegno dell'automazione e strumentazione, Milano, 1966.

[5] Monge, M. *„Fluidica", o nouă contribuţie tehnică la reducerea costurilor şi creşterea eficienţei în automatică.* Memoriu prezentat la al XII congres naţional A.M.I., Milano, 1965.

[6] Terragni, F. *Criteri per progettazione di elementi pneumatici bistabili ad effetto Coanda.* Atti del IX convegno dell'automazione e strumentazione, Milano, 1966.

[7] Hazard, R. E., Mech E. *Effect of environment on fluidic equipment.* Third cranfield fluidics conference, Torino, 1968.

[8] Bulk, J. *Counting circuits with turbulence amplifiers.* Third cranfield fluidics conference, Torino, 1968.

[9] Molle, R. *Les composants hydrauliques et pneumatiques de l'automatique.* Paris, Dunod.

[10] Dummer, G. W. A., Mackenzie, Robertson J., *Fluidic components and equipment 1968—1969.* Londra, Pergamon Press.

Ing. M. CEAPÎRU

Utilizarea grafurilor de transfer la obţinerea matricei rezolvente la sistemele liniare invariante în timp

Caracterizarea sistemelor automate liniare invariante în timp, în spaţiul stărilor, se face cu ajutorul ecuaţiilor de stare :

$$\dot{\underline{y}}(t) = \underline{A}\ \underline{y}(t) + \underline{D}\ \underline{x}_i(t); \qquad (1)$$

$$\underline{x}_e(t) = \underline{B}\ \underline{y}(t), \qquad (2)$$

în care :

$\underline{y}(t)$ este matricea reprezentînd vectorul de stare ;
$\underline{x}_i(t)$ — matricea vectorului de intrare ;
$\underline{x}_e(t)$ — matricea vectorului de ieşire ;
$\underline{A}$ — matricea coeficienţilor ;
$\underline{D}$ — matricea de comandă ;
$\underline{B}$ — matricea de ieşire.

Pentru obţinerea soluţiei ecuaţiei (1), soluţie care informează asupra comportării tuturor variabilelor de stare şi care permite cu ajutorul ecuaţiei (2) să se găsească răspunsul sistemului, un rol important îl joacă matricea :

$$\underline{\Phi}(t) \overset{\Delta}{=} e^{\underline{A}t} = \mathfrak{L}^{-1}[(s\,\underline{I} - \underline{A})^{-1}], \qquad (3)$$

denumită „matrice de tranziţie a stării" şi a cărei transformată Laplace :

$$\underline{\Phi}(s) = (s\,\underline{I} - \underline{A})^{-1} \qquad (4)$$

este cunoscută sub numele de „matrice rezolventă". Într-adevăr, soluţia ecuaţiei (1) se exprimă astfel [1] :

$$\underline{y}(t) = \mathfrak{L}^{-1}[\underline{\Phi}(s)]\,\underline{y}(0) + \mathfrak{L}^{-1}[\underline{\Phi}(s)\,\underline{D}\,\underline{x}_i(s)]. \qquad (5)$$

Utilizarea formulei (4) pentru aflarea matricei rezolvente reprezintă o cale greoaie din cauza dificultăţilor de calcul care intervin la inversarea unei matrice, în special pentru cele de rang superior.

În schimb, matricea rezolventă se poate afla direct [2] prin inspectarea schemei funcţionale construite pe baza ecuaţiilor care descriu sistemul. Într-adevăr, pentru intrări nule — $\underline{x}_i(t) = 0$ — din (1) rezultă :

$$\underline{y}(s) = \underline{\Phi}(s)\,\underline{y}(0). \qquad (6)$$

care, desfăşurată pentru ecuaţia numărul i, se scrie :

$$y_i(s) = \Phi_{i1}(s)\,y_1(0) + \Phi_{i2}(s)\,y_2(0) + \ldots + \Phi_{in}(s)\,y_n(0). \qquad (7)$$

Dacă presupunem condiţii iniţiale nule pentru toate variabilele de stare, cu excepţia lui $y_j(0)$, vom avea :

$$y_i(s) = \Phi_{ij}(s)\,y_j(0), \qquad (8)$$

care, pentru $y_j(0) = 1$, devine :

$$y_i(s) = \Phi_{ij}(s). \tag{9}$$

Relaţia (9) se traduce astfel :

Elementul $\Phi_{ij}(s)$ al matricei rezolvente este dat de transformata Laplace a variabilei de stare $y_i(t)$, considerată drept răspunsul la un impuls unitar aplicat — ca o condiţie iniţială — la elementul a cărui ieşire este variabila de stare y_j, în ipoteza că toate celelalte condiţii iniţiale şi mărimi de intrare în sistem sînt nule.

1. Utilizarea grafurilor de transfer

Pentru aplicarea acestei reguli, trebuie întîi realizată schema funcţională care modelează ecuaţiile ce descriu sistemul, în unul din cele trei moduri de reprezentare : fie în variabile de fază — prin aşa-numita programare directă —, fie în variabile canonice (normate) — prin programare în paralel —, fie în variabile de stare fizic măsurabile — programarea iterativă. În oricare din cele trei variante, schema trebuie să fie în forma „elementară", adică să conţină numai elemente integratoare pure ; în caz contrar, la aplicarea unui impuls unitate ca o condiţie iniţială pentru elementul j, s-ar putea să rezulte un impuls drept condiţie iniţială şi pentru alt element [3] şi atunci regula de mai sus îşi pierde valabilitatea.

Schema de modelare o dată alcătuită, calcularea elementelor matricei rezolvente este doar o chestiune de calcul al unei funcţii de transfer, aşa cum indică relaţia (8).

Aici se poate aplica cu succes teoria grafurilor de transfer care, fără a furniza o metodă nouă, constituie însă un instrument de lucru eficace pentru uşurarea obţinerii expresiilor $\Phi_{ij}(s)$, expresii care se bazează pe evaluarea unei transmitanţe totale între două noduri : $y_j(0)$ şi $y_i(s)$. Calculul acestor transmitanţe se face cu ajutorul formulei Mason [4] :

$$T_{ji} = \frac{T_{Kji}\,\Delta_K}{\Delta}, \tag{10}$$

unde :

T_{Kji} este transmitanţa căii directe nr. K dintre nodul sursă i şi nodul test j ;

Δ — determinantul grafului ;

Δ_K — cofactorul lui T_{Kji} din determinantul grafului.

Formula (10) se poate însă adapta direct la schemele funcţionale, cu condiţia ca toate sumatoarele din schemă să realizeze exclusiv suma aritmetică şi nu diferenţa mărimilor cu care operează [5] (acest lucru este lesne de respectat, schimbînd semnul — în + la intrarea semnalului în sumator, totodată cu schimbarea semnului funcţiei de transfer a elementului care generează acel semnal) :

$$Y_t(s) \triangleq \frac{X_e(s)}{X_i(s)} = \frac{\sum\limits_v (-1)^{N_{Bv}} \Pi Y_{DBv}(s)}{1 + \sum\limits_u (-1)^{N_{Bu}} \Pi Y_{Bu}(s)}, \tag{11}$$

unde :

$\Pi Y_{DBv}(s)$ este produsul funcţiilor de transfer ale elementelor din combinaţia nr. v dintre o cale directă şibuclele neconexe ei şi neconexe între ele — luate cîte k ($k = 0, 1, 2, \ldots$) ;

$\Pi Y_{Bu}(s)$ — produsul funcţiilor de transfer ale elementelor din combinaţia nr. u de bucle neconexe între ele — luate cîte l ($l = 1, 2, \ldots$) ;

N_{Bv}, N_{Bu} — numărul de bucle din respectiva combinaţie.

În cazul studiat, avem de calculat funcţia de transfer dintre punctul de aplicaţie a impulsului unitar — condiţia iniţială $y_j(0)$ — şi ieşirea elementului care furnizează variabila de stare y_i, şi care, conform cu (8) şi (9), reprezintă tocmai $\Phi_{ij}(s)$.

2. Un exemplu

În [5] este descrisă, prin metoda spaţiului stărilor, mişcarea unui avion în faza finală a aterizării ; ecuaţiile liniarizate, pe o perioadă scurtă de timp, sînt :

$$\ddot{\theta}(t) + 2\zeta\omega_n \ddot{\theta}(t) + \omega_n^2 \dot{\theta}(t) = KT_1\omega_n^2 \dot{\delta}(t) + K\omega_n^2 \delta(t) ; \tag{12}$$

$$T_1 \ddot{h}(t) + \dot{h}(t) = K_1 \theta(t), \tag{13}$$

unde :

θ este unghiul de tangaj ;

h — altitudinea ;

δ — unghiul de deflecţie a elevatoarelor.

Alegîndu-se variabilele de stare ca variabile de fază :

$$y_1 = h ; \quad y_2 = \dot{h} ; \quad y_3 = \ddot{h} ; \quad y_4 = \dddot{h},$$

schema funcţională de modelare rezultă ca în figura 1.

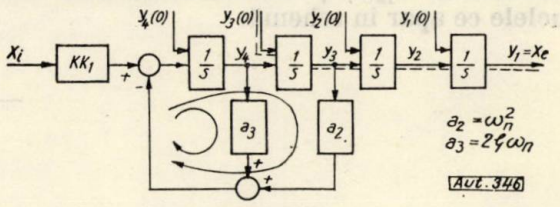


Fig. 1

Pentru a afla, de pildă, elementul $\Phi_{13}(s)$ al matricei rezolvente, aplicăm un impuls unitate la $y_3(0)$ şi, toate celelalte condiţii iniţiale fiind nule,

ca şi intrarea x_i, exprimăm pe $y_1(s)$ ca răspunsul la impulsul aplicat. Vom obţine :

$$\underline{\Phi}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s}\frac{1}{s^2} & \frac{s+a_3}{s^2(s^2+a_3s+a_2)} & \frac{1}{s^2(s^2+a_3s+a_2)} \\ 0\,\frac{1}{s} & \frac{s+a_3}{s(s^2+a_3s+a_2)} & \frac{1}{s(s^2+a_3s+a_2)} \\ 0\;0 & \frac{s+a_3}{(s^2+a_3s+a_2)} & \frac{1}{(s^2+a_3s+a_2)} \\ 0\;0 & \frac{-a_2}{(s^2+a_3s+a_2)} & \frac{-(a_3s+a_2)}{(s^2+a_3s+a_2)} \end{bmatrix}$$

Este evident că expresia lui $\underline{\Phi}(s)$ se va schimba atunci cînd schema funcţională reprezentativă a sistemului are o altă configuraţie (corespunzător la o altă alegere de variabile de stare). Pentru exemplul ales, se arată în [5] că, dacă se aleg ca variabile de stare acelea care sînt fizic măsurabile :

$$y_1 = h\,;\quad y_2 = \dot{h}\,;\quad y_3 = \theta \text{ şi } y_4 = \dot{\theta},$$

schema funcţională care pune în lumină aceste variabile de stare fizic măsurabile arată ca în figura 2.

Folosind aceeaşi regulă pentru aflarea lui $\Phi_{ij}(s)$, se obţine cu mare uşurinţă matricea $\underline{\Phi}(s)$:

$$\underline{\Phi}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s}\frac{s^2+a_{44}s+a_{43}}{N} & \frac{a_{23}(s+a_{44})}{N} & \frac{a_{23}}{sN} \\ 0\,\frac{s^2+a_{44}s+a_{43}}{N} & \frac{a_{23}(s+a_{44})}{N} & \frac{a_{23}}{N} \\ 0\;\frac{-a_{42}}{N} & \frac{s^2+(a_{22}+a_{44})s+a_{22}a_{44}}{N} & \frac{s+a_{22}}{N} \\ 0\;\frac{-a_{42}s}{N} & \frac{-a_{43}s+(a_{22}a_{43}+a_{23}a_{42})}{N} & \frac{s(s+a_{22})}{N} \end{bmatrix}$$

unde : $N = s^3 + (a_{22} + a_{44})s^2 + (a_{22}a_{44} + a_{43})s + (a_{22}a_{43} + a_{23}a_{42})$.

Atît în figura 1 cît şi în figura 2 s-a marcat prin linie punctată calea directă pentru calculul elementului $\Phi_{13}(s)$ şi de asemenea s-au indicat buclele ce apar în schemă.

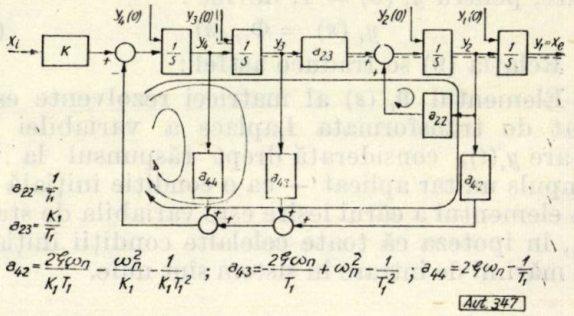


Fig. 2

3. Concluzii

După cum se observă şi din exemplul ales, schema de modelare în cazul alegerii variabilelor de stare fizic măsurabile este mai complicată decît în cazul alegerii unor variabile de fază (de asemenea este mai complicată decît pentru variabilele de stare canonice). Vor rezulta deci expresii mai complicate şi pentru elementele matricei rezolvente. Şi totuşi, alegerea unor variabile de stare fizic măsurabile se pune în orice problemă practică de studiu al unui sistem automat în spaţiul stărilor. Aşadar, utilizarea formulei Mason din teoria grafurilor (cu adaptarea menţionată în cele de mai sus) se dovedeşte aici de un real folos.

Din motive de uşurare a expunerii, s-a ales un exemplu de sistem cu o singură mărime de intrare şi o singură mărime de ieşire. Este evident că utilizarea grafurilor de transfer facilitează substanţial operaţia de căutare a elementelor matricei rezolvente, în special în cazurile unor sisteme de ordin superior şi multivariabile.

BIBLIOGRAFIE

[1] Zadeh, L. A., Desoer, C. A. *Linear system theory.* New York, McGraw Hill, 1963.
[2] De Russo, P. M., Roy, R. J., Close, C. M. *State variables for engineers.* New York, Wiley, 1965.
[3] Schultz, D. G., Melsa, J. L. *State functions and linear control systems.* New York, McGraw Hill, 1967.
[4] Mason, S. J. *Feedback theory : further properties of signal flow graphs.* In : Proc. IRE, vol. 44, nr. 7, 1956.
[5] Chow, Y., Cassignol, E. *Théorie et applications des graphes de transfert.* Paris, Dunod, 1965.
[6] Tou, J. T. *Modern control theory.* New York, McGraw Hill, 1964.

Ing. ADR. MURGAN şi ing. FELICIA GHERGUŞ

Discriminator de secvenţă binară capabil de detecţia erorilor

Schema generală a unui automat finit secvenţial [1], [2], [3], [4] este prezentată în figura 1, unde s-a notat prin :

C — circuitele combinaţionale ;
M — memoria ;
$\{x_i\}$ — mulţimea variabilelor de intrare ;
$\{y_j\}$ — mulţimea variabilelor de ieşire ;
$\{e_k\}$ — mulţimea variabilelor de excitaţie ;
$\{r_l\}$ — mulţimea variabilelor de reacţie ;
$\{e_k\} \cup \{r_l\}$ — mulţimea variabilelor interne.

Variabilele interne nu pot fi observate din exterior. Efectul lor asupra variabilelor de

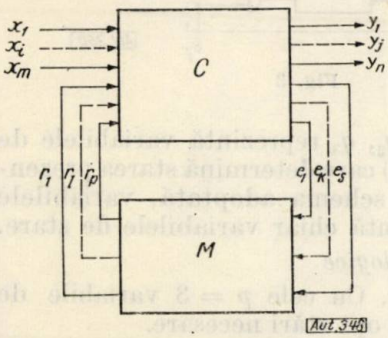


Fig. 1

ieşire defineşte starea automatului. Conceptul de stare la un moment dat are o semnificaţie în măsura rolului avut la definirea ieşirii automatului în acelaşi moment şi a stării automatului în momentul următor. Mulţimea de stări pe care le poate avea un automat secvenţial constituie mulţimea stărilor $S = \{s_1, \ldots, s_r\}$.

Automatele considerate în lucrarea prezentă sînt de tip sincron (evoluţia automatului are loc la momente de timp echidistante) şi de tip Mealy, adică :

$$s(t+1) = f\,[s(t),\, x(t)];$$
$$y(t) = g\,[s(t),\, x(t)],$$

unde f şi g reprezintă funcţia de tranziţie şi, respectiv, funcţia de ieşire a automatului.

O problemă importantă este verificarea, prin experienţe la borne, a funcţionării corecte a unui automat finit considerat, astfel, ca o cutie neagră (black box). Această verificare are ca scop detecţia, localizarea şi corecţia erorilor. Procesul de aplicare a unor secvenţe la bornele de intrare ale unui automat finit şi de observare a secvenţelor de ieşire, ceea ce permite să se tragă concluzii cu privire la funcţionarea corectă sau eronată a automatului, constituie un experiment de detecţie a erorilor. Importanţa experimentelor de detecţie a erorilor creşte o dată cu utilizarea tot mai largă a modulelor şi a circuitelor integrate în construcţia automatelor, ceea ce limitează posibilitatea de a verifica toate interconexiunile.

În lucrare este prezentat un discriminator al secvenţei binare 11011000, capabil de detecţia erorilor.

1. Sinteza discriminatorului

Discriminatorul sintetizat poate recunoaşte, dintr-o secvenţă binară serie de orice lungime, subsecvenţa 11011000.

Variabila de intrare x are alfabetul $X = \{0,1\}$, iar variabila de ieşire y_1 are alfabetul $Y_1 = \{0, 1\}$. Variabila de ieşire y_1 ia valoarea 1 numai atunci cînd la intrare apare secvenţa de discriminat.

Sinteza se face conform metodei lui Huffman [5], [6].

Graful de tranziţii

Evoluţia discriminatorului este descrisă cu ajutorul grafului de tranziţii din figura 2.

În graful de tranziţii, o tranziţie a automatului din starea s_i în starea s_k, datorită simbolului de intrare $x = x_{ik}$, produce semnalul de ieşire $y = y_{ik}$ şi se desemnează prin arcul orientat $s_i \to s_k$ notat cu x_{ik}/y_{ik}.

Fie s_1 starea iniţială a discriminatorului. În această stare automatul caută simbolul $x = 1$

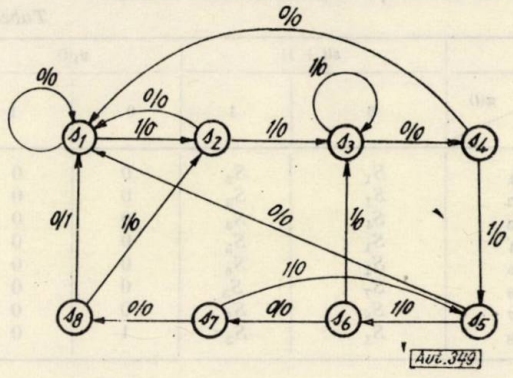


Fig. 2

care este începutul secvenţei şi ignorează simbolul $x = 0$ care nu-i modifică starea. Primul semnal $x = 1$ va fi detectat de automat, acesta trecînd în starea s_2. Această evoluţie a automatului este desemnată în graful de tranziţii prin arcul orientat $s_1 \to s_2$ notat cu 1/0,

Din starea s_2, dacă $x = 0$, automatul revine în starea s_1 pentru a aştepta următorul început de secvenţă, iar, dacă $x = 1$, trece în starea s_3 ca urmare a faptului că au apărut primele două simboluri din secvenţa căutată, adică 11. Starea s_3 se păstrează pentru oricîte simboluri $x = 1$ deoarece, dintr-o succesiune de simboluri 111 ... 11, ultimii doi pot fi începutul secvenţei căutate. Dacă apare semnalul $x = 0$, automatul trece din s_3 în s_4, indicînd astfel apariţia primelor trei simboluri 110 din secvenţa de discriminat.

Deducerea în continuare a tranziţiilor se face ţinînd seamă de următoarele: dacă succesiunea simbolurilor de intrare este aceeaşi cu succesiunea simbolurilor din secvenţa de detectat, automatul trece prin toate stările de la s_1 la s_8 şi înapoi la s_1, iar tranziţia $s_8 \rightarrow s_1$ furnizează răspunsul $y_1 = 1$, ceea ce indică recunoaşterea secvenţei; celelalte se fac astfel ca să aducă automatul în starea în care trebuie să se afle după apariţia unui anumit prefix al secvenţei de detectat.

Se observă că automatul obţinut are opt stări distincte. Pentru codarea acestor stări ($r = 8$) sînt necesare $p \geqslant \log_2 r$ variabile de stare, deci $p = 3$, ceea ce presupune, evident, o memorie de trei biţi.

Tabela de tranziţii

O înscriere din coloana stărilor a tabelei de tranziţii reprezintă starea următoare în care trece automatul aflat în starea corespunzătoare înscrierii din capătul liniei la aplicarea simbolului de intrare indicat în capul coloanei. O înscriere din coloana ieşirilor a tabelei de tranziţii reprezintă răspunsul automatului în aceleaşi condiţii. În cazul automatelor deterministe ($p = \log_2 r$), tabela de tranziţii se deduce complet din graful de tranziţii. În tabela 1 este prezentată tabela de tranziţii a discriminatorului.

Tabela 1

$s(t)$ \ $x(t)$	$s(t+1)$		$y_1(t)$	
	0	1	0	1
S_1	S_1	S_2	0	0
S_2	S_1	S_3	0	0
S_3	S_4	S_3	0	0
S_4	S_1	S_5	0	0
S_5	S_1	S_6	0	0
S_6	S_7	S_3	0	0
S_7	S_8	S_5	0	0
S_8	S_1	S_2	1	0

Schema bloc a discriminatorului

Schema bloc a discriminatorului este prezentată în figura 3. Cele trei variabile de stare sînt realizate prin utilizarea a trei elemente de memorie, circuite basculante bistabile de tip SR, sincronizate de generatorul de tact.

(S_1, R_1), (S_2, R_2) şi (S_3, R_3) reprezintă variabilele de excitaţie care comandă stările următoare ale bistabililor atunci cînd apare impuls de la generatorul de tact. S_i reprezintă intrările de aducere la 1 („set") a bistabililor, adică $q_i = 1$, $\bar{q}_i = 0$, iar R_i reprezintă intrările de aducere la 0 („reset"), adi ă $q_i = 0$, $\bar{q}_i = 1$.

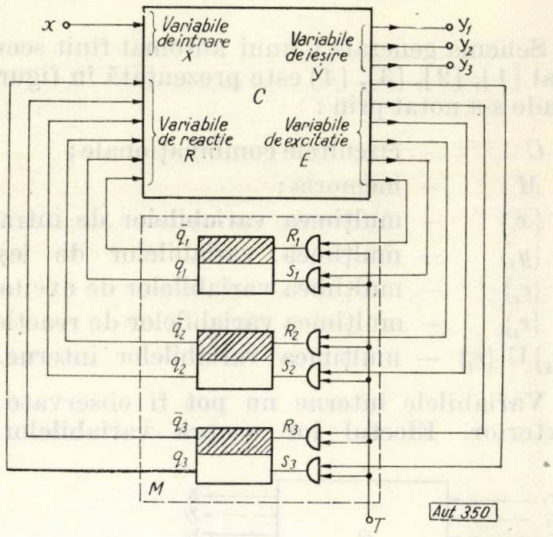


Fig. 3

Variabilele q_1, q_2, q_3 reprezintă variabilele de reacţie (secundare) care determină starea prezentă a maşinii. În schema adoptată, variabilele de reacţie reprezintă chiar variabilele de stare.

Sinteza schemei logice

Codarea stărilor. Cu cele $p = 3$ variabile de stare se obţin cele opt stări necesare.

În cazul sistemelor sincrone, codarea este arbitrară deoarece oricîte elemente pot comuta simultan. Această operaţie s-a făcut totuşi în cod progresiv. Codul stărilor şi tabela de tranziţii transcrisă adecvat sînt date în tabela 2.

Tabela de excitaţii. Tabela de excitaţii cuprinde valoarea variabilelor de excitaţie R_i şi S_i care se deduc din tabela de tranziţii a stărilor, astfel ca automatul să opereze conform cerinţelor impuse.

Cînd trecerea de la o stare la alta necesită schimbarea lui $q_i = 0$ în $q_i = 1$, variabila de excitaţie are valoarea obligatorie $S_i = 1$. Tranziţia de la $q_i = 1$ la $q_i = 0$ necesită valoarea obligatorie $R_i = 1$. Cînd trecerea de la o stare la alta păstrează neschimbată valoarea variabilei de stare q_i, variabilele de excitaţie corespunzătoare iau valori facultative, şi anume: pentru ca $q_i = 0$ să rămînă neschimbată, $R_i = 1$ este o valoare facultativă, iar pentru ca $q_i = 1$ să rămînă neschimbată, $S_i = 1$ este o valoare facultativă. În plus, indiferent dacă o variabilă R_i sau S_i are valoarea obligatorie sau facultativă 1, pentru funcţionarea corectă bistabililor trebuie îndeplinită condiţia $S_i R_i = 0$.

În tabela de excitaţie (tabela 3), variabilele de excitaţie care iau valoarea 1 obligatoriu sînt trecute cu caractere îngroşate, iar cele

Tabela 2

$q(t)$ \ $s(t)$		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
	q_1	0	1	1	0	0	1	1	0
	q_2	0	0	1	1	1	1	0	0
	q_3	0	0	0	0	1	1	1	1
$x(t)$ \ $s(t)$		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
$s(t+1)$	0	S_1	S_1	S_4	S_1	S_1	S_2	S_8	S_1
	1	S_2	S_3	S_3	S_5	S_6	S_3	S_5	S_2
$y_1(t)$	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	1	0	0	0	0	0	0	0	0

care iau valoarea 1 facultativ sînt trecute cu caractere normale.

Funcţiile logice ale variabilelor de excitaţie. Variabilele de excitaţie sînt funcţii de starea prezentă $s(t)$ şi de variabila de intrare $x(t)$, iar

Tabela 3

$q(t)$ \ $s(t)$		S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
q_1		0	1	1	0	0	1	1	0
q_2		0	0	1	1	1	1	0	0
q_3		0	0	0	0	1	1	1	1
$x(t)$	0	$R_1R_2R_3$	$R_1R_2R_3$	$R_1S_2R_3$	$R_1R_2R_3$	$R_1R_2R_3$	$S_1R_2S_3$	$R_1R_2S_3$	$R_1R_2R_3$
	1	$S_1R_2R_3$	$S_1S_2R_3$	$S_1S_2R_3$	R_1S_2S	$S_1S_2S_3$	$S_1S_2R_3$	$R_1S_2S_3$	$S_1R_2R_3$

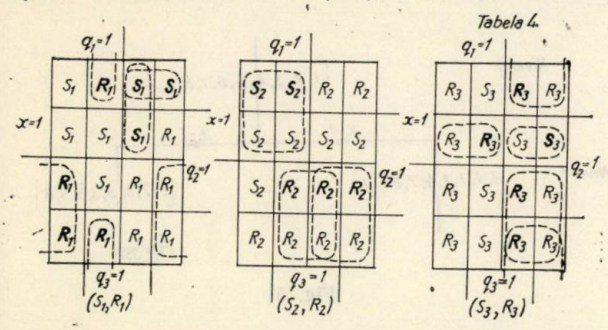
valorile lor determină starea următoare, deci valorile următoare ale variabilelor de stare q_i. Aşadar :

$$S_i = f_{i1}\,[s(t), x(t)] = f_{i1}\,[q_1, q_2, q_3, x];$$
$$R_i = f_{i2}\,[s(t), x(t)] = f_{i2}\,[q_1, q_2, q_3, x].$$

Prin urmare, variabilele de excitaţie sînt funcţii booleene de patru variabile q_1, q_2, q_3 şi x.

Din tabela de excitaţie se deduc matricele Veitch-Karnaugh pentru fiecare pereche (S_i, R_i) de variabile de excitaţie (tabela 4).

Tabela 4.



Gruparea unităţilor pentru obţinerea formei minime a fiecărei variabile de excitaţie se face astfel ca să fie incluse toate înscrierile obligatorii şi acele înscrieri facultative care dau minimizarea cea mai bună. S-au obţinut următoarele expresii pentru funcţiile logice ale variabilelor de excitaţie :

$$S_1 = x\bar{q}_1 q_3 \vee x\bar{q}_1 \bar{q}_2;$$
$$R_1 = \bar{x}\bar{q}_3 \vee q_1 \bar{q}_2 q_3$$
$$S_2 = xq_1;$$
$$R_2 = \bar{x}q_3 \vee \bar{x}\bar{q}_1;$$
$$S_3 = x\bar{q}_1 q_2;$$
$$R_3 = xq_1 q_2 \vee \bar{x}\bar{q}_1 \vee \bar{q}_1 \bar{q}_2.$$

Funcţia logică a variabilei de ieşire y_1. Discriminatorul studiat fiind de tip Mealy, variabila de ieşire y_1 este funcţie de starea prezentă $s(t)$ şi de variabila de intrare $x(t)$, deci :

$$y_1 = g_1\,[s\,(t), x(t)] = g_1\,(q_1, q_2, q_3, x).$$

Tabela 5

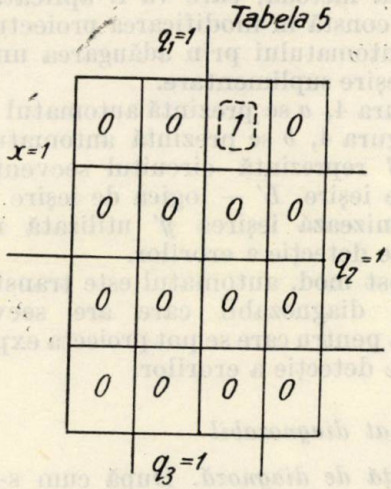


Diagrama Veitch-Karnaugh pentru y_1 ca funcţie booleană de cele patru variabile se obţine din tabela de tranziţii şi din codul stărilor (tabela 5).

Se obţine :

$$y_1 = \bar{x}\bar{q}_1\,\bar{q}_2\,q_3.$$

2. Detecţia erorilor discriminatorului

Dată fiind importanţa unui experiment de detecţie a erorilor în comportarea automatelor secvenţiale, s-au imaginat mai multe metode de proiectare. Un prim procedeu, propus de Moore [7], este un procedeu teoretic care are o foarte mică importanţă practică, deoarece conduce la experimente extrem de lungi.

Un alt procedeu pentru proiectarea experimentelor de detecţie a erorilor a fost introdus de Hennie [8]. Procedeul lui Hennie dă rezultate foarte bune pentru automate care au secvenţe de diagnoză. Pentru automate care nu au astfel de secvenţe, procedeul lui Hennie duce la experimente extrem de lungi care-l fac impracticabil.

Un rezultat obţinut în această direcţie îl constituie metoda lui Kohavi [9] de proiectare a

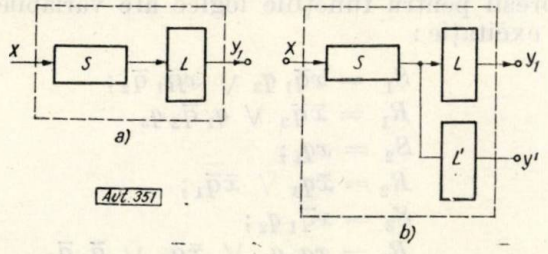


Fig. 4

automatelor secvenţiale care să aibă secvenţe de diagnoză pentru care există posibilitatea de a proiecta experimente de detecţie a erorilor relativ scurte.

Această metodă, care va fi aplicată în continuare, constă în modificarea proiectului original al automatului prin adăugarea unor variabile de ieşire suplimentare.

În figura 4, *a* se prezintă automatul iniţial $\mathcal{A}$, iar în figura 4, *b* se prezintă automatul modificat $\mathcal{A}'$ S reprezintă circuitul secvenţial, L — logica de ieşire, L' — logica de ieşire adăugată care furnizează ieşirea y' utilizată numai în scopul de detecţie a erorilor.

În acest mod, automatul este transformat în automat diagnozabil care are secvenţe de diagnoză pentru care se pot proiecta experimente scurte de detecţie a erorilor.

Automat diagnozabil

Secvenţă de diagnoză. După cum s-a arătat, pentru a putea proiecta un experiment relativ scurt de detecţie a erorilor, automatul trebuie să aibă cel puţin o secvenţă de diagnoză.

O secvenţă de diagnoză a unui automat dat $\mathcal{A}$ cu r stări este o secvenţă de intrare care, aplicată automatului, produce r secvenţe de ieşire distincte care depind de starea iniţială în care se afla $\mathcal{A}$.

O secvenţă de intrare se numeşte secvenţă de repunere dacă răspunsul automatului $\mathcal{A}$ la aplicarea ei determină în mod unic starea finală a automatului, indiferent de starea lui iniţială. Orice secvenţă de diagnoză este şi secvenţă de repunere, reciproca nefiind adevărată.

Pentru a deduce secvenţele de diagnoză ale unui automat se construieşte arborele de succesiune [1].

Arborele de succesiune este o structură alcătuită din ramuri aşezate în nivele succesive, fiecare ramură fiind compusă din submulţimi ale mulţimii stărilor S, numite componente de incertitudine. O componentă de incertitudine este aşadar o submulţime de stări ale lui S care conţine starea prezentă.

Pentru fiecare ramură din nivelul k există ramuri succesoare în nivelul $k + 1$, corespunzătoare fiecărui simbol de intrare posibil.

O ramură din nivelul $k + 1$, corespunzătoare simbolului de intrare x_i, se obţine dintr-o ramură din nivelul k, ţinînd seamă de faptul că două stări succesoare obţinute din stările unei componente de incertitudine din ramura de nivel k sînt cuprinse în aceeaşi componentă de incertitudine din ramura de nivel $k + 1$ dacă şi numai dacă dau acelaşi răspuns la aplicarea lui x_i.

În figura 5 se prezintă arborele de succesiune al discriminatorului secvenţial. Stările au fost notate prin indicii lor.

Un arbore de diagnoză este un arbore de succesiune finit în care o ramură devine terminală dacă şi numai dacă îndeplineşte una dintre următoarele reguli :

a) ramura din nivelul k este identică cu o ramură dintr-un nivel precedent ;

b) ramura conţine o componentă de incertitudine multiplă (componentă cu două sau mai multe stări identice) sau omogenă (cu toate stările identice) ;

c) ramura conţine numai componente de incertitudine simple (componente alcătuite dintr-o singură stare).

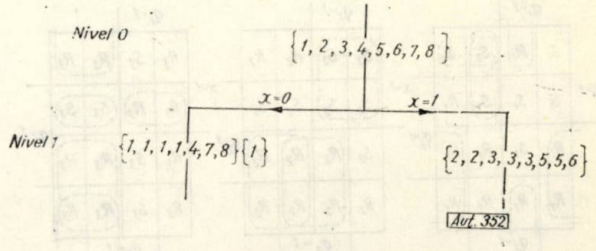


Fig. 5

Ramurile de nivel 1 ale arborelui de succesiune al discriminatorului $\mathcal{A}$ sînt ramuri terminale deoarece conţin componente multiple.

O cale de diagnoză într-un arbore de diagnoză este orice cale a cărei ramură terminală conţine numai componente de incertitudine simple.

O secvenţă de diagnoză pentru un automat dat $\mathcal{A}$ este o cale de diagnoză în arborele de diagnoză al lui $\mathcal{A}$ în care ramura de nivel 0 este chiar mulţimea stărilor S.

După cum se vede din figura 5, discriminatorul sintetizat nu are nici o secvenţă de diagnoză.

Definirea automatului diagnozabil. Un automat $\mathcal{A}$ avînd r stări se spune că este diagnozabil dacă orice secvenţă de lungime $l \leqslant r(r-1)/2$ este o secvenţă de diagnoză a automatului. Lungimea l se numeşte ordinul de diagnozabilitate.

Aşadar pentru ca un automat să fie diagnozabil trebuie ca arborele său de diagnoză să conţină numai ramuri terminale simple (cu toate componentele simple), de nivel $k \leqslant l$, adică arborele său de succesiune să se termine numai în virtutea regulei c).

Metoda pentru a verifica această cerinţă constă în construirea tabelei de testare şi a grafului de testare.

Tabela de testare. Tabela de testare (tabela 6) conţine ca înscrieri stările următoare $s(t+1)$ corespunzătoare fiecărei perechi intrare-ieşire.

Tabela 6

$s(t+1)$

$s(t)$ \ x/y_1	0/0	0/1	1/0	1/1
1	1	–	2	–
2	1	–	3	–
3	4	–	3	–
4	1	–	5	–
5	1	–	6	–
6	7	–	3	–
7	8	–	5	–
8	–	1	2	–
12	(11)	–	23	–
13	14	–	23	–
14	(11)	–	25	–
15	(11)	–	26	–
16	17	–	23	–
17	18	–	25	–
18	–	–	(22)	–
23	14	–	(33)	–
24	(11)	–	35	–
25	(11)	–	36	–
26	17	–	(33)	–
27	18	–	35	–
28	–	–	23	–
34	14	–	35	–
35	14	–	36	–
36	47	–	(33)	–
37	48	–	35	–
38	–	–	23	–
45	(11)	–	56	–
46	17	–	35	–
47	18	–	(55)	–
48	–	–	25	–
56	17	–	36	–
57	18	–	56	–
58	–	–	26	–
67	78	–	35	–
68	–	–	23	–
78	–	–	25	–

Perechea x/y_1 reprezintă intrarea x şi răspunsul corespunzător y_1. Ca şi în arborele de succesiune s-au notat stările prin indicii lor. Partea de jos a tabelei de testare conţine toate perechile de stări posibile şi stările următoare corespunzătoare pentru toate perechile intrare-ieşire.

O pereche de incertitudine omogenă în tabela de testare arată că există două stări ale lui $\mathcal{A}$ care dau aceeaşi stare următoare şi acelaşi răspuns, cu alte cuvinte o ramură din arborele de diagnoză conţine o componentă multiplă şi deci arborele de diagnoză se termină în virtutea regulei b).

Graful de testare. Graful de testare este derivat din tabela de testare. Fiecare nod corespunde unei perechi de incertitudine neomogene. Dacă o pereche de incertitudine neomogenă implică o altă pereche de incertitudine neomogenă pentru o pereche oarecare intrare-ieşire, se desenează un arc direct de la perechea care implică la perechea implicată.

Graful de testare pentru automatul $\mathcal{A}$ este dat în figura 6 şi constă din $C_8^2 = 28$ noduri.

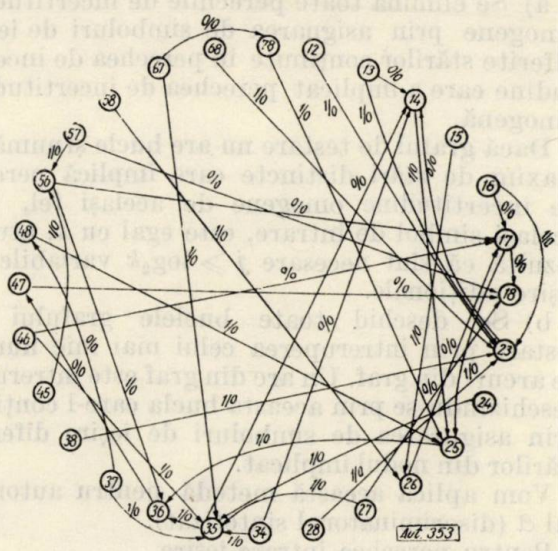


Fig. 6

O buclă în graful de testare corespunde faptului că o ramură din nivelul k al arborelui de diagnoză este identică cu o ramură din nivelul $k-p$ (p — lungimea buclei = numărul de arcuri al buclei) şi este terminală, deci arborele de diagnoză se termină în virtutea regulei a).

Condiţia necesară şi suficientă ca un automat să fie diagnozabil este ca tabela de testare să nu conţină perechi de incertitudine omogene, iar graful de testare să nu conţină bucle [9].

Condiţiile ca tabela de testare să nu conţină perechi de incertitudine omogene iar graful de testare să nu conţină bucle duc la faptul că arborele de diagnoză nu se termină decît cu ramuri cu componente simple şi deci toate căile care pornesc din ramura de nivel 0 şi ajung la

aceste ramuri terminale descriu secvenţe de diagnoză. Lungimea acestor secvenţe, dat fiind că graful nu conţine bucle, este de cel mult $C_r^2 = r(r-1)/2$, adică o cale poate include cel mult toate nodurile grafului de testare.

Aşadar automatul care îndeplineşte cele două condiţii este diagnozabil în sensul definiţiei date acestei noţiuni. Discriminatorul $\mathcal{A}$ nu este diagnozabil deoarece tabela de testare cuprinde perechi de incertitudine omogene.

Transformarea discriminatorului în automat diagnozabil

Orice automat $\mathcal{A}$ care îndeplineşte condiţiile: este complet specificat ($p = \log_2 r$), sincron, tare conex (nu conţine stări persistente, tranzitorii sau izolate) şi redus (nu conţine stări echivalente) [5] poate fi transformat în automat diagnozabil $\mathcal{A}'$ care se obţine prin adăugarea cîtorva variabile de ieşire lui $\mathcal{A}$.

Demonstraţia acestei teoreme decurge din modul cum se construieşte automatul $\mathcal{A}'$, şi anume:

a) Se elimină toate perechile de incertitudine omogene prin asignarea de simboluri de ieşire diferite stărilor conţinute în perechea de incertitudine care a implicat perechea de incertitudine omogenă.

Dacă graful de testare nu are bucle şi numărul maxim de stări distincte care implică perechi de incertitudine omogene de acelaşi fel, sub acelaşi simbol de intrare, este egal cu k, atunci rezultă că sînt necesare $j \geqslant \log_2 k$ variabile de ieşire adiţionale.

b) Se deschid toate buclele grafului de testare prin întreruperea celui mai mic număr de arcuri din graf. Un arc din graf este întrerupt, deschizîndu-se prin aceasta bucla care-l conţine, prin asigurarea de simboluri de ieşire diferite stărilor din nodul implicat.

Vom aplica această metodă pentru automatul $\mathcal{A}$ (discriminatorul sintetizat).

Pentru perechea intrare-ieşire 0/0 ($x = 0$, $y_1 = 0$), perechea de incertitudine omogenă 11 este implicată de perechile de incertitudine neomogene 12, 14, 15, 24, 25, 45. Pentru a elimina perechile 11, trebuie ca stările 1, 2, 4, 5 (respectiv s_1, s_2, s_4, s_5) să furnizeze simboluri de ieşire diferite pentru $x = 0$. Pentru ca aceste patru simboluri de ieşire să fie diferite, sînt necesare $\log_2 4 = 2$ variabile de ieşire suplimentare notate y_2 şi y_3 (tabela 7). Ordinea asignării valorilor 01, 00, 11, 10 pentru y_2 şi y_3 în cazul stărilor s_1, s_2, s_4, s_5 şi $x = 0$ s-a făcut astfel ca să se obţină o minimizare cît mai bună pentru funcţiile logice y_2 şi y_3 (poziţia grupelor de unităţi în diagrama Veitch — Karnaugh).

Tabela 7

$s(t)$ \ $x(t)$	$s(t+1)$		$y(t)$					
	0	1	0			1		
			y_1	y_2	y_3	y_1	y_2	y_3
S_1	S_1	S_2	0	0	1	0	0	0
S_2	S_1	S_3	0	0	0	0	0	0
S_3	S_4	S_3	0	0	1	0	0	1
S_4	S_1	S_5	0	1	1	0	1	0
S_5	S_1	S_6	0	1	0	0	1	0
S_6	S_7	S_3	0	1	1	0	1	1
S_7	S_8	S_5	0	1	0	0	1	1
S_8	S_1	S_2	1	0	0	0	1	0

Se procedează analog pentru eliminarea perechilor de incertitudine 22, 33, 55 din coloana 1/0.

În tabela 7 se prezintă tabela de tranziţii a automatului $\mathcal{A}'$ care conţine discriminatorul secvenţial iniţial şi are proprietatea de a fi diagnozabil.

Alfabetul de intrare al automatului $\mathcal{A}'$ este identic cu cel al automatului $\mathcal{A}$, adică $X = \{0,1\}$. Variabilele de ieşire ale lui $\mathcal{A}'$ sînt y_1, y_2 şi y_3. Alfabetul de ieşire $Y' = Y_1 \otimes Y_2 \otimes Y_3$, unde $Y_1 = Y_2 = Y_3 = \{0,1\}$. Dimensiunea alfabetului Y' este $v' = 2^3$.

Arborele de diagnoză al automatului $\mathcal{A}'$ pentru incertitudinea iniţială $S = \{s_1, s_2, \ldots, s_8\}$ este prezentat în figura 7. Din arborele de diagnoză rezultă că secvenţele de diagnoză sînt 00, 01, 10, 11. Automatul $\mathcal{A}'$ este deci un automat diagnozabil de ordinul $l = 2 < r(r-1)/2 = 28$.

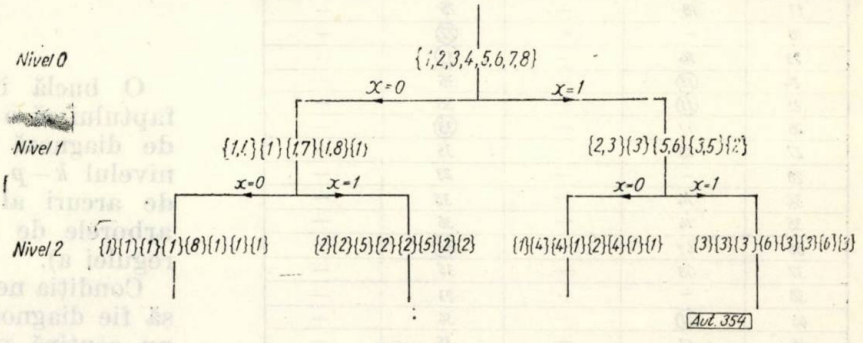
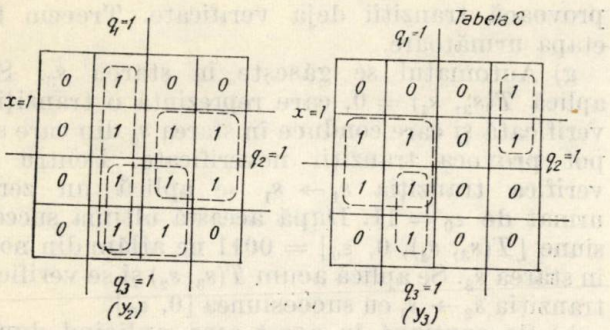


Fig. 7

Funcţiile logice ale variabilelor de ieşire y_2 şi y_3

Din tabela de tranziţie a automatului $\mathcal{A}'$ (tabela 7) se deduc diagramele Veitch — Karnaugh ale variabilelor de ieşire y_2 şi y_3 (tabela 8).



Expresiile variabilelor de ieşire y_2 şi y_3 obţinute prin minimizare sînt :

$$y_2 = \bar{q}_1 q_2 \vee q_1 q_3 \vee \bar{x} q_3 ;$$

$$y_3 = q_1 q_2 \vee \bar{x} q_1 q_3 \vee x \bar{q}_1 \bar{q}_3 .$$

Schema logică a automatului $\mathcal{A}'$ este prezentată în figura 8.

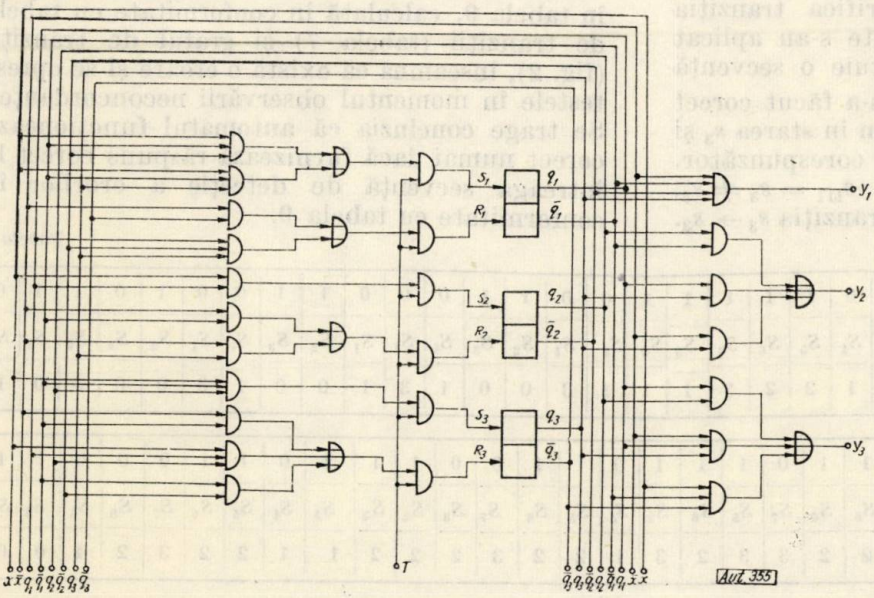


Fig. 8

Sinteza secvenţei de detecţie a erorilor

Experimentul de detecţie a erorilor constă în a aplica lui $\mathcal{A}'$ o secvenţă de intrare sintetizată conform algoritmului propus de Kohavi [9] şi în a observa secvenţa de ieşire obţinută. Dacă această secvenţă de ieşire obţinută este în conformitate cu tabela de tranziţie a lui $\mathcal{A}'$ (tabela 7), automatul $\mathcal{A}'$ nu prezintă erori în funcţionare.

Fie ε_0 o secvenţă de diagnoză pentru automatul $\mathcal{A}'$. Cînd automatul $\mathcal{A}'$ este în starea s_i şi i se aplică la intrare secvenţa X_0, el trece în starea Q_i şi furnizează secvenţa de ieşire Γ_i. $T(s_i, s_j)$ este secvenţa de transfer care, aplicată la intrarea lui $\mathcal{A}'$, îl transferă din starea s_i în starea s_j.

Starea s_{ij} este starea în care ajunge automatul cînd porneşte din starea s_i şi i se aplică simbolul de intrare j. Q_{ij} este starea în care trece automatul aflat în starea s_{ij} ca urmare a aplicării lui $\varepsilon_0 \cdot s_{ijk}$ este starea în care ajunge automatul aflat în starea s_i ca urmare a aplicării secvenţei jk.

Algoritmul propus în [9] pentru construcţia experimentelor de detecţie a erorilor constă în următoarele :

a) Se aplică secvenţe de repunere şi secvenţa $T(s_i, s_1)$ pentru a aduce automatul în starea iniţială s_1.

b) Se alege cea mai scurtă secvenţă de diagnoză formată din simboluri repetate (zerouri sau unităţi) şi se notează cu ε_0. Presupunem că ε_0 este o secvenţă de unităţi.

c) Se aplică ε_0 urmat de o unitate pentru a verifica prima tranziţie din s_1 sub simbolul de intrare 1 (dacă ar fi fost aleasă o secvenţă de zerouri, s-ar fi aplicat un 0 în loc de 1).

d) Dacă $s_{11} = s_1$, se aplică încă un 1 pentru a verifica tranziţia din s_{11} sub intrarea 1. Similar, dacă $s_{111}=s_{11}$ şi $s_{111}=s_1$, se aplică încă un 1 la intrare. Se continuă acest proces de adăugare a cîte unei unităţi la intrare atît timp cît se obţin tranziţii noi.

e) Cînd o unitate adiţională nu mai produce o nouă tranziţie, se adaugă un simbol de perturbare 0, urmat de ε_0.

f) Atît timp cît se pot obţine noi tranziţii, se aplică simboluri 1 automatului. Cînd nu se mai obţin noi tranziţii, se repetă e) şi f).

g) Cînd treptele e) şi f) nu mai produc tranziţii noi şi automatul care se află în starea s_i nu este încă verificat, se aplică $T(s_i, s_k)$, unde s_k este o stare ale cărei tranziţii nu au fost încă verificate, astfel că $T(s_i, s_k)$ trece numai prin tranziţii verificate.

h) Se aplică ultimele trei etape pînă cînd se verifică, în modul indicat, toate tranziţiile automatului.

Aplicăm acest algoritm automatului $\mathcal{A}'$.

a) Se aplică secvenţa de repunere $\Gamma_0 = 00$ şi $T(s_8, s_1) = 0$, asigurîndu-ne în acest fel că automatul se află în starea s_1.

b) Se alege $\varepsilon_0 = 11$.

c) Experienţa începe cu aplicarea secvenţei de diagnoză $\varepsilon_0 = 11$ pentru a verifica dacă automatul $\mathcal{A}'$ se află în starea s_1. Se aplică apoi un 1. În conformitate cu tabela de tranziţii (tabela 1) şi graful de tranziţii (figura 2), automatul trebuie să treacă sub primul simbol

de intrare 1 în starea s_2. Pentru a verifica tranziţia $s_1 \rightarrow s_2$ este necesar un singur simbol de intrare 1 după ε_0. În acest fel, primele două unităţi servesc pentru a verifica starea iniţială s_1, prima unitate serveşte pentru a realiza prima tranziţie $s_1 \rightarrow s_2$, iar ultimele două unităţi constituie o secvenţă de diagnoză ε_0 care serveşte la verificarea stării s_2, în speţă la verificarea tranziţiei $s_1 \rightarrow s_2$.

Principiul de verificare a unei tranziţii cu ajutorul unei secvenţe de diagnoză este următorul: dacă tranziţia s-a făcut corect şi ne aflăm astfel în starea în care trebuia să ajungem conform tabelei şi grafului de tranziţie, răspunsul automatului la secvenţa ε_0, aplicată după tranziţia respectivă, trebuie să arate că ne-am aflat în acea stare, întrucît răspunsul la secvenţa de diagnoză depinde numai de starea respectivă.

d) Se observă că $s_{11} = s_2 \neq s_1$. Se aplică atunci încă un 1 pentru a verifica tranziţia $s_2 \rightarrow s_3$. Din cele patru unităţi cîte s-au aplicat pînă în prezent, ultimele constituie o secvenţă de diagnoză ε_0. Dacă tranziţia s-a făcut corect automatul trebuie să se afle acum în starea s_3 şi ca atare, să furnizeze răspunsul corespunzător.

Se observă, în continuare, că $s_{111} = s_3 \neq s_2$. Se aplică un nou 1 şi se verifică tranziţia $s_3 \rightarrow s_3$. Aplicarea unui nou impuls 1 în acest punct al experienţei nu va mai produce o nouă tranziţie, $s_{1111} = s_3 = s_{111}$. În acest caz se trece la etapa următoare.

e) Se aplică simbolul 0 urmat de $\varepsilon_0 = 11$. Se verifică, în acest fel, tranziţia $s_3 \rightarrow s_4$.

f) Deoarece $s_{41} = s_5 \neq s_4$, se aplică un nou simbol 1 pentru a verifica tranziţia $s_4 \rightarrow s_5$. Prima unitate după nul provoacă această tranziţie, iar ultimele două unităţi reprezintă o secvenţă ε_0 care verifică această tranziţie, în speţă, dacă automatul a ajuns în starea s_5.

Evident, $s_{411} = s_{41} \neq s_{41}$ şi $s_{411} \neq s_4$, astfel că se aplică o nouă unitate pentru a verifica tranziţia $s_5 \rightarrow s_6$. Se poate aplica încă o unitate pentru a verifica tranziţia $s_6 \rightarrow s_3$ deoarece $s_{4111} = s_3 \neq s_{411}$, $s_3 \neq s_{41}$ şi $s_3 \neq s_4$.

În acest moment, continuarea aplicării de unităţi sau de zerouri în sensul de pînă acum provoacă tranziţii deja verificate. Trecem la etapa următoare.

g) Automatul se găseşte în starea s_3. Se aplică $T(s_3, s_4) = 0$, care reprezintă o tranziţie verificată şi care conduce în starea s_4 din care se pot provoca tranziţii neverificate. Pentru a verifica tranziţia $s_4 \rightarrow s_1$ se aplică un zero urmat de $\varepsilon_0 = 11$. După această ultimă succesiune $[T(s_3, s_4), 0, \varepsilon_0] = 0011$ ne aflăm din nou în starea s_3. Se aplică acum $T(s_3, s_2)$ şi se verifică tranziţia $s_2 \rightarrow s_1$ cu succesiunea $[0, \varepsilon_0]$.

h) Se continuă în acest sens, aplicînd după caz etapele e), f), g) pînă cînd se epuizează toate tranziţiile automatului.

S-a obţinut un experiment relativ scurt, constituit dintr-o succesiune de 54 de simboluri. În tabela 9, unde este prezentat acest experiment în întregime, în linia a treia sînt prezentate răspunsurile automatului în scriere zecimală de exemplu $(y_1, y_2, y_3) = (010) = 2$.

Dacă automatul nu dă răspunsurile indicate în tabela 9, calculată în conformitate cu tabela de tranziţii (tabela 7) şi graful de tranziţii (fig. 2), înseamnă că există o eroare şi se opresc testele în momentul observării neconcordanţei. Se trage concluzia că automatul funcţionează corect numai dacă furnizează răspuns corect la întreaga secvenţă de detecţie a erorilor în conformitate cu tabela 9.

Tabela 9

x	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
S_1	S_2	S_3	S_3	S_3	S_3	S_4	S_5	S_6	S_3	S_3	S_3	S_4	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_2	S_1	S_2	S_3	S_4
y	0	0	1	1	1	1	2	2	3	1	1	1	3	0	0	1	3	1	0	0	1	3	0	0	0	0	1

x	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1
S_4	S_5	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_5	S_6	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_2	S_3	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_1	S_2	S_3
y	2	2	0	0	1	2	2	3	3	2	3	1	2	2	3	2	2	2	1	1	2	2	3	2	4	0	0

Realizarea experimentală

Discriminatorul a fost realizat cu circuite logice de tip ŞI—NU şi elemente de memorie bistabile de tip SR.

Secvenţa binară de intrare x se introduce dintr-un registru programat adecvat.

Sincronizarea elementelor de memorie şi a secvenţei de intrare este făcută de către impulsurile date de generatorul de tact T (astabil).

3. Concluzii

Un discriminator de frecvenţă binară poate fi utilizat în recunoaşterea formelor codificate în sistemele de transmisiuni. De exemplu, la punctul de recepţie a unui sistem de transmisiune binară a informaţiei, în procesul de decodare, pentru recunoaşterea secvenţei de sincronizare

se poate utiliza un astfel de discriminator.

De asemenea, în sistemele periferice de înscriere a datelor pentru calculatoare electronice (perforator de bandă, înregistrator de bandă magnetică) se programează înscrierea automată a informaţiei pînă la apariţia unor anumite simboluri (apariţie care poate fi discriminată cu ajutorul unui discriminator de tipul prezentat) şi oprirea în acest punct pentru înscrierea unei anumite informaţii.

Studiul automatelor diagnozabile este foarte important deoarece pentru astfel de automate sînt mai uşor de proiectat nu numai experimente de detecţie a erorilor dar şi experimente de localizare a erorilor. Aceste experimente stau la baza realizării autocontrolului unui sistem. La comanda de pornire a unui semnal de autocontrol (manual sau automat, programat la anumite intervale de timp), sistemul este forţat să execute anumite acţiuni care, în principiu, se reduc la aplicarea unor secvenţe de detecţie şi (sau) la localizarea erorilor, iar răspunsul la aceste acţiuni indică dacă sistemul funcţionează corect sau nu.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gill, A. *Introduction to the theory of finite state machines.* New York. McGraw-Hill, 1962.

[2] Moisil, G. *Teoria algebrică a schemelor cu contacte şi relee.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[3] Nicolau, Ed. şi Popovici, Al. *Introducere în cibernetica sistemelor discrete.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[4] Stănciulescu, Fl. *Sequential logic and its application of the synthesis of finite automata.* In: IEEE trans. on EC, dec 1965.

[5] Huffman, D. A. *The synthesis of sequential switching circuits.* In: Journ. of Franklin Institute, vol. 257, 1954, p. 101–190.

[6] Zissos, D. *A method of designing electronic sequential circuits.* In: A.T.E. Journ., vol. 20, 2, 1964.

[7] Moore, E. F. *Gedanken-experiments on sequential machines.* Automata studies, Princeton Univ. Press, Princeton, New York, 1956, p. 129–153.

[8] Hennie, L. *Error detection experiments for sequential circuits.* Proc. 5th annual symposion on switching theory and logical design, Princeton Univ. Press, Princeton, nov 1964, p. 95–110.

[9] Kohavi, J. *Design of sequential machines with faul detection capabilities.* In: IEEE trans. on EC, aug 1967.

Ing. FL. PILAT

Dispozitiv de multiplicare şi demultiplicare cu dubla modulaţie a impulsurilor

1. Schema bloc a multiplicatorului şi demultiplicatorului analogic cu dublă modulaţie a impulsurilor, cu o buclă închisă

Descrierea schemei bloc. Este posibilă construirea unui dispozitiv de multiplicare şi demultiplicare pe principiul dublei modulaţii a impulsurilor, cu buclă închisă. În acest caz, schema ce prezintă o reacţie va avea o funcţionare precisă, fără condiţii stricte pentru liniaritatea diferitelor circuite. Schema bloc a unui astfel de multiplicator şi demultiplicator este prezentată în figura 1.

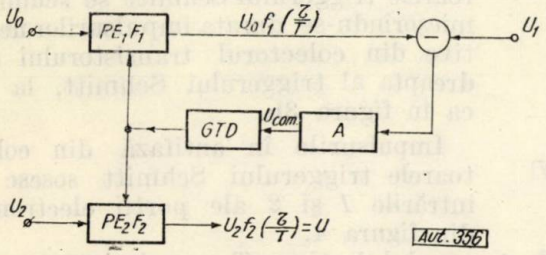


Fig. 1. $PE_1 F_1$ — poarta electronică *1* — filtrul 1; $PE_2 F_2$ — poarta electronică *2* — filtrul 2; *GTD* — generator de tensiune de formă dreptunghiulară, cu coeficient de umplere variabil; *A* — amplificator de curent continuu.

Coeficientul de transfer al ansamblului PE_1—F_1 este:

$$\frac{U_{ieşI}}{U_{intrI}} = f_1\left(\frac{\tau}{T}\right). \quad (1)$$

Similar, pentru ansamblul PE_2—F_2, vom avea:

$$\frac{U_{ieşII}}{U_{intrII}} = f_2\left(\frac{\tau}{T}\right). \quad (2)$$

Ansamblul *I* sau *II*, poartă electronică-filtru, poate fi neliniar. Pentru funcţionarea corectă a schemei este necesar ca ansamblurile *I* şi *II* să fie identice. Dacă se consideră că amplificatorul de curent continuu are amplificarea *A* suficient de mare, se poate scrie:

$$U_0 \cdot f_1\left(\frac{\tau}{T}\right) - U_1 = \frac{U_{com}}{A}. \quad (3)$$

Pentru amplificare infinită (practic foarte mare) se obţine:

$$f_1\left(\frac{\tau}{T}\right) \simeq \frac{U_1}{U_0}. \quad (4)$$

Din condiţia de identitate a celor două ansambluri I şi II, poartă electronică-filtru, se obţine relaţia:

$$f_1\left(\frac{\tau}{T}\right) = f_2\left(\frac{\tau}{T}\right). \quad (5)$$

În final rezultă:

$$U = U_2 \cdot f_2\left(\frac{\tau}{T}\right) = U_2 \cdot f_1\left(\frac{\tau}{T}\right) = \frac{U_1 \cdot U_2}{U_0}. \quad (6)$$

În acest fel, condiţia de liniaritate a ansamblului poartă electronică-filtru, indispensabilă în schema de multiplicare cu buclă deschisă [1], [2], se înlocuieşte cu condiţia uşor realizabilă de identitate a două astfel de ansambluri. Schema nu mai are nevoie de modulator în durată al impulsurilor liniar, cum necesită schema de multiplicare cu buclă deschisă [1]; este suficient un generator de tensiune de formă dreptunghiulară (*GTD*) la care durata impulsului de ieşire să fie legată printr-o dependenţă oarecare de tensiunea de comandă. Din relaţia (6) se vede că este posibilă efectuarea atît a operaţiei de înmulţire cît şi a celei de împărţire analogică.

Schema bloc detaliată a dispozitivului. În figura 2 este dată schema bloc detaliată a

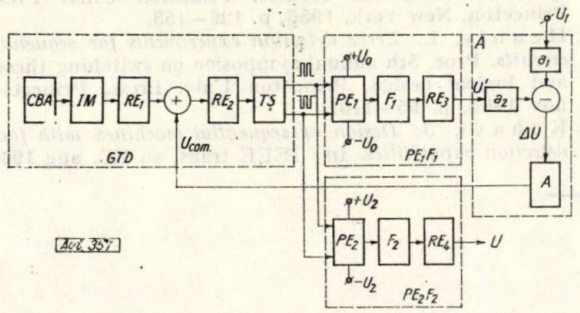


Fig. 2. *CBA* — circuit basculant astabil; *IM* — integrator Miller; RE_i — repetoare pe emitor ($i = 1, 2, 3, 4$); *RS* — trigger Schmitt; PE_i — porţi electronice ($i = 1, 2$); F_j — — filtre ($j = 1, 2$); *A* — amplificator de curent continuu.

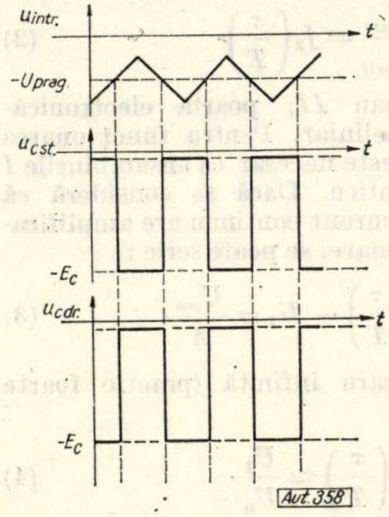


Fig. 3 a

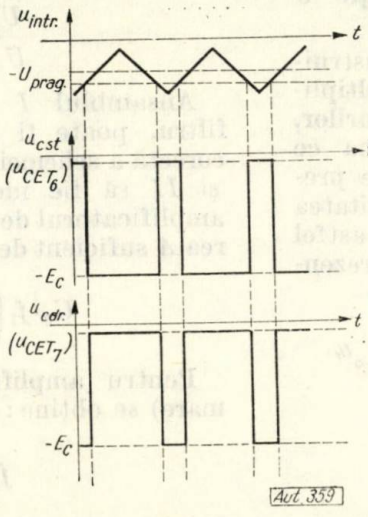


Fig. 3 b

dispozitivului de multiplicare şi demultiplicare analogică cu buclă închisă, bazat pe principiul dublei modulaţii a impulsurilor. Acest dispozitiv permite efectuarea operaţiilor în cele patru cadrane, deci permite înmulţirea şi împărţirea factorilor de orice semn.

Elementele separate ale schemei din figura 2 pot fi reunite în patru subansambluri mai cuprinzătoare: PE_1—F_1 şi PE_2—F_2, constînd, respectiv, în poarta electronică *1* şi filtrul *1* cu repetorul pe emitor *3*, şi poarta electronică *2*, filtrul *2* şi repetorul pe emitor *4*; *GTD*, generatorul de tensiune dreptunghiulară cu coeficient de umplere variabil, constînd într-un circuit basculant astabil, un integrator Miller puţin modificat, două repetoare pe emitor, schema de însumare şi triggerul Schmitt; *A*, amplificatorul de curent continuu, care are la intrarea sa un circuit de însumare algebrică a tensiunilor U_1 şi U' (blocurile a_1 şi a_2); amplificarea sa este *A*.

Funcţionarea efectivă a dispozitivului după schema bloc (fig.2). Circuitul basculant astabil *CBA* generează o tensiune sub formă de impulsuri dreptunghiulare simetrice, ce sînt integrate de integratorul Miller *IM* şi transformate într-o tensiune în formă de dinţi de fierăstrău (tensiune liniar variabilă). Această tensiune periodică, de formă triunghiulară, se regăseşte în emitorul repetorului pe emitor *1*, RE_1, şi se transmite la circuitul de însumare cu tensiunea continuă de comandă U_{com}.

Suma tensiunii triunghiulare şi de comandă ajunge la intrarea triggerului Schmitt, care are rolul de amplificator-circuit de formare. El trebuie să aibă, în cazul nostru, pragurile de basculare cît mai apropiate. Pentru tensiunea de comandă nulă ($U_{com} = 0$) la intrarea triggerului Schmitt, în colectoarele sale se obţin tensiuni dreptunghiulare în antifază, de formă simetrică, cu durata relativă a impulsului $\frac{\tau}{T} = 0{,}5$ (fig. 3). În figura 3 a, tensiunea triunghiulară s-a axat pe tensiunea continuă de repaus ($U_{com} = 0$) ce există pe baza transistorului din stînga al triggerului Schmitt.

La apariţia unei tensiuni de comandă pozitive ($U_{com} > 0$), tensiunea triunghiulară se axează acum pe o tensiune mai puţin negativă. Tensiunea în colectoarele triggerului Schmitt se schimbă, micşorîndu-se durata impulsurilor negative din colectorul transistorului din dreapta al triggerului Schmitt, la fel ca în figura 3b.

Impulsurile în antifază din colectoarele triggerului Schmitt sosesc la intrările *1* şi *2* ale porţii electronice din figura 4.

În intervalul de timp $T - \tau$, la intrarea *1* a porţii electronice se aplică un potenţial negativ, astfel că transistoarele T_8 şi T_{10} sînt deschise, conducînd la saturaţie, şi la intrarea filtrului R_fC_f se transmite tensiunea $-U_2$ sau $-U_0$. În acest timp, la intrarea 2 este aplicat un potenţial pozitiv şi transistoarele T_9 şi T_{11} se află în stare de blocare. În intervalul de timp τ, transistoarele care vor conduce vor fi T_9 şi

T_{11}, iar transistoarele T_8, T_{10} vor fi blocate. Acum, la intrarea filtrului se aplică tensiunea $+U_2(+U_0)$. Neglijînd rezistenţele interne ale surselor de tensiune U_2 şi U_0 şi tensiunile re-

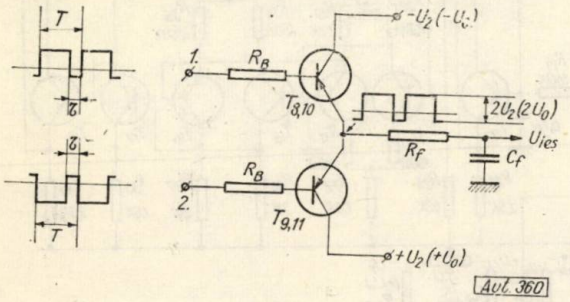


Fig. 4

ziduale dintre colectoarele şi emitoarele transistoarelor saturate, se poate reprezenta grafic, în figura 5, tensiunea de la intrarea filtrului F_1.

Din figura 5 rezultă că pentru componenta continuă U', care este tocmai tensiunea de

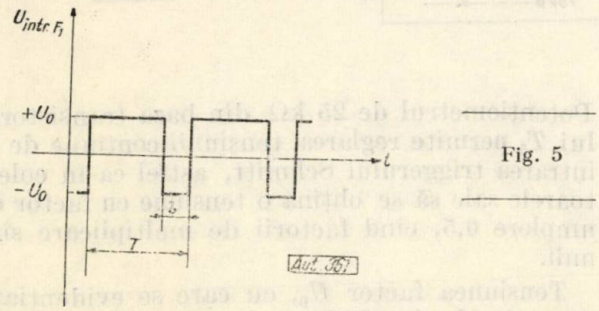


Fig. 5

ieşire a ansamblului PE_1—F_1—RE_3, va rezulta expresia:

$$U_{ieşI} = \frac{1}{T}\left[U_0(T-\tau) - U_0\tau\right] = U_0\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right). \tag{7}$$

Pentru ansamblul PE_2—F_2—RE_4, în mod analog, se obţine:

$$U_{ieşII} = U_2\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right). \tag{8}$$

Relaţia (8) arată că utilizarea în schemă a generatorului de tensiune dreptunghiulară cu coeficient de umplere variabil şi a porţii electronice alimentate cu tensiune de ambele polarităţi asigură înmulţirea, de ambele semne, cu tensiunea relativă U_2 ce alimentează PE_2, precum şi cu tensiunea relativă U_1 ce se supune transformării timp-impuls. Valorii nule a lui U_1 îi corespunde $\frac{\tau}{T} = 0{,}5$. Funcţionarea calitativă a multiplicatorului se descrie în continuare. La ieşirea amplificatorului de curent continuu A ajunge combinaţia tensiunii U_1 şi a tensiunii de compensare datorite buclei de reacţie negativă:

$$\Delta U = a_1U_1 - a_2U'. \tag{9}$$

Coeficienţii a_1 şi a_2 sînt coeficienţii de transfer ai circuitului de intrare al amplificatorului. Mărimea de eroare ΔU, amplificată de A ori, se transmite la generatorul de impulsuri dreptunghiulare GTD sub forma tensiunii U_{com}:

$$U_{com} = A \cdot \Delta U. \tag{10}$$

Tensiunea de la ieşirea ansamblului PE_1—F_1—RE_3, în conformitate cu relaţia (7), este:

$$U' = U_0\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right). \tag{11}$$

Din relaţiile (9), (10), (11) se obţine succesiv pentru tensiunea de ieşire a ansamblului PE_2—F_2—RE_4:

$$1 - \frac{2\tau}{T} = \frac{U'}{U_0} = \frac{a_1U_1 - \Delta U}{a_2U_0} = \frac{a_1U_1}{a_2U_0} - \frac{U_{com}}{Aa_2U_0}; \tag{12}$$

$$U_{ieşII} = U_2\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) = \frac{a_1U_1U_2}{a_2U_0} - \frac{U_{com}U_2}{a_2U_0A}. \tag{13}$$

Erorile absolută şi relativă maximă ale dispozitivului sînt:

$$|\Delta U| = \frac{U_2 \cdot U_{com}}{a_2U_0A}; \tag{14}$$

$$|\delta U|_{max} = \frac{|U_{com}|_{max}}{a_2|U_0|_{max}A}. \tag{15}$$

2. Realizarea practică

În figura 6 este reprezentată schema electrică de principiu a dispozitivului de multiplicare şi demultiplicare cu dublă modulaţie a impulsurilor. El a fost realizat practic cu transistoare din producţie indigenă EFT 308 şi două transistoare de tip 2N 2715, transistoare npn. Tensiunea de alimentare este riguros de −6 V, +6 V, de la o sursă cu punct la masă. Dacă ar fi existat posibilitatea procurării unor transistoare cu $u_{CBmax} = -48$ V, montajul s-ar fi putut alimenta de la o sursă de curent continuu de ±24 V, cu avantajul că factorii de multiplicare puteau fi aleşi variabili, de exemplu între 0 şi ±10 V. Transistoarele EFT 308 se impuneau în unele etaje pentru obţinerea unor fronturi rapide. De asemenea, sortînd aceste transistoare şi întrebuinţîndu-le într-un amplificator diferenţial, ele asigură o derivă mică de curent raportată la intrare, avînd I_{CBO} mic.

Circuitul basculant astabil a fost realizat cu transistoarele T_1 şi T_2 pe o frecvenţă de 5 kHz, ceea ce permite să se poată înmulţi semnale

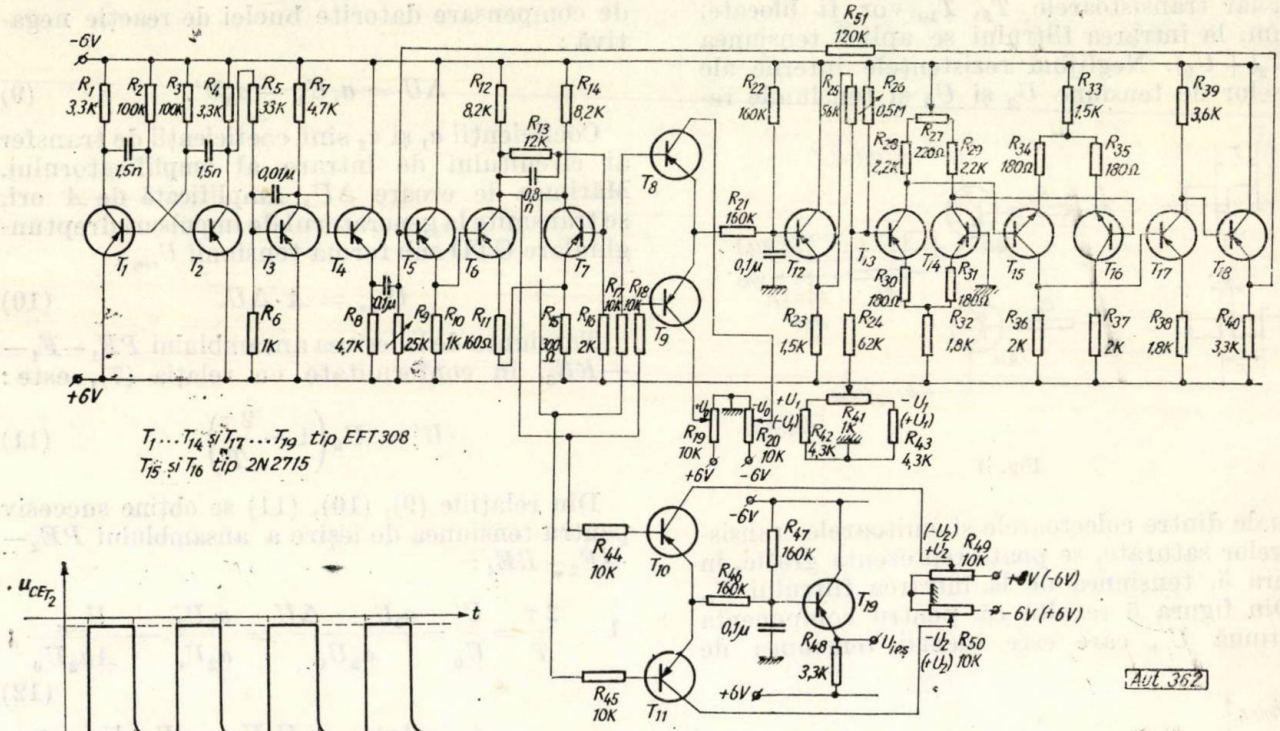
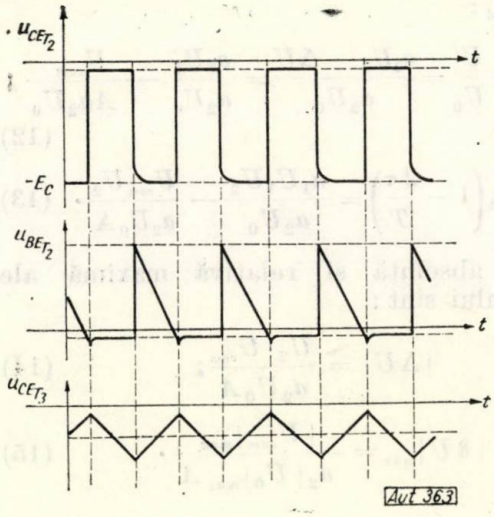


Fig. 6 ↑



← Fig. 7

alternative U_1 şi U_2 cu o frecvenţă de cel mult 500 Hz [1].

Urmează integratorul Miller, realizat cu transistorul T_3. Unda dreptunghiulară din colectorul transistorului T_2 este integrată şi se obţine, în colectorul transistorului T_3, o undă triunghiulară cu factor de utilizare al tensiunii de alimentare de 0,3, pentru a avea o pantă mai mică de atac a tensiunii de prag a triggerului Schmitt realizat cu transistoarele T_6 şi T_7 [3], [4]. Formele de undă din colectorul şi din baza transistorului T_2 şi din colectorul lui T_3 sînt arătate în figura 7.

În acest mod se obţine un factor de umplere al tensiunii dreptunghiulare din colectoarele triggerului Schmitt mult diferit de 0,5. Repetoarele pe emitor, realizate cu T_4 şi T_5, sînt prevăzute în schemă pentru eliminarea influenţei sarcinii asupra integratorului şi pentru ridicarea impedanţei de intrare a triggerului Schmitt. Capacitatea de 0,1 μF şi rezistenţa de 120 kΩ reprezintă circuitul de însumare a tensiunii triunghiulare cu tensiunea U_{com}. Potenţiometrul de 25 kΩ din baza transistorului T_5 permite reglarea tensiunii continue de la intrarea triggerului Schmitt, astfel ca în colectoarele sale să se obţină o tensiune cu factor de umplere 0,5, cînd factorii de multiplicare sînt nuli.

Tensiunea factor U_0, cu care se evidenţiază operaţia de împărţire, are gama de variaţie între 4 şi 5 V. Tensiunea factor de multiplicare U_1 are gama de variaţie între 0 şi ± 1 V, iar tensiunea factor de multiplicare U_2 poate fi variată, de exemplu, între 0 şi ± 1 V. Întrucît se va obţine ca rezultat $-(U_1 \cdot U_2)/U_0$ — o tensiune continuă relativ mică, s-a folosit ca domeniu de variaţie pentru tensiunea U_2 gama 0—5,5 V.

Tensiunile dreptunghiulare cu factor de umplere variabil (fig. 3b), din colectoarele triggerului Schmitt, sînt în antifază şi se transmit simultan la intrarea porţilor electronice *1* şi *2*, realizate cu T_8 şi T_9, respectiv T_{10} şi T_{11}. Urmează apoi circuitul de integrare, realizat cu rezistoarele de 160 kΩ şi capacităţile de 0,1 μF. Semnalul integrat este repetat în emitoarele repetoarelor pe emitor T_{12} şi T_{19}. La intrarea amplificatorului de curent continuu este conectat circuitul paralel de însumare, realizat cu rezistoarele de 62 kΩ şi 56 kΩ, al căror raport dă valoarea coeficienţilor a_1 şi a_2 din expresia (9). Amplificatorul de curent continuu conţine două etaje diferenţiale (T_{13}, T_{14}) şi (T_{15}, T_{16}), realizate respectiv cu transistoare de tip *pnp* şi *npn*. Această succesiune asigură o aplicare favorabilă a legăturii directe (galva-

nice) dintre etaje. În plus există etajul de amplificare realizat cu T_{17} şi repetorul pe emitor realizat cu T_{18}. Amplificatorul asigură o amplificare în tensiune de circa 50. Datorită faptului că există o puternică reacţie negativă de curent prin rezistoarele de 180 Ω din emitoarele transistoarelor T_{13} şi T_{14}, amplificarea totală nu are o valoare prea mare. S-a preferat această soluţie în realizare, pentru a micşora foarte mult deriva de curent raportată la intrare. Se obţine astfel o funcţionare sigură într-un domeniu de temperaturi de $-25 \ldots +50$°C. Tot în acest scop s-au sortat transistoarele T_{13} şi T_{14}, pentru a avea β şi I_{CBO} cît mai apropiate.

Pentru modelarea operaţiei de înmulţire $Y = X_1 \cdot X_2$ este necesar să se menţină tensiunea U_0 constantă. Coeficienţii de scară în acest caz sînt:

$$K_{x_1} = \frac{X_1}{U_1} = \frac{X_{1max}}{U_{1max}}; \qquad K_{x_2} = \frac{X_2}{U_2} = \frac{X_{2max}}{U_{2max}};$$

$$K_y = \frac{K_{x_1} \cdot K_{x_2} \cdot a_2 \cdot U_0}{a_1}.$$

Pentru modelarea operaţiei de împărţire $Y = \frac{X_2}{X_3}$ trebuie să se menţină constantă tensiunea U_1. Coeficienţii de scară în cazul demultiplicării sînt:

$$K_{x_2} = \frac{X_2}{U_2} = \frac{X_{2max}}{U_{2max}}; \qquad K_{x_3} = \frac{X_3}{U_0} = \frac{X_{3max}}{U_{0max}};$$

$$K_y = \frac{K_{x_2} \cdot a_2}{U_1 \cdot K_{x_3} \cdot a_1}.$$

3. Rezultatele obţinute experimental şi consideraţii asupra erorilor ce apar şi asupra limitărilor determinate de acestea

Pentru a evidenţia funcţionarea ca multiplicator a dispozitivului, s-a menţinut tensiunea U_0 constantă, o tensiune factor de multiplicare U_2 constantă şi s-a variat U_1. Dacă se obţine o dependenţă liniară între rezultat şi variaţia lui U_1, atunci multiplicatorul funcţionează bine. Tensiunile U_0 şi U_2 au fost menţinute constante ($U_0 = 5$ V; $U_2 = \pm 5{,}5$ V). Citirea a fost făcută la 25°C. S-a variat tensiunea U_1 între 0 V şi ± 1 V. S-a obţinut o eroare absolută medie de 3 mV. Eroarea relativă medie a fost mai mică decît 0,3%. Teoretic, calculînd cu expresia (14) eroarea relativă maximă, se obţine 0,4%. Precedînd astfel, a fost verificată funcţionarea multiplicatorului în cadranele 1 şi 2. Menţinînd apoi constantă tensiunea $U_2 = -5{,}5$ V şi toate celelalte mărimi avînd valorile de mai sus, s-a obţinut o eroare relativă medie mai mică decît 0,7%, în timp ce eroarea absolută medie nu depăşea 7 mV. Astfel s-a verificat funcţionarea multiplicatorului în cadranele 3 şi 4. Pentru a evidenţia operaţia de împărţire, a fost variată tensiunea U_0 între 4 şi 5 V şi au fost menţinute constante tensiunile U_1 şi U_2: $U_1 = -1$ V, $U_2 = +5$ V. S-a obţinut o eroare absolută medie de 5 mV şi o eroare relativă medie mai mică decît 0,5 V.

Pentru a scoate în relief influenţa mică a temperaturii asupra funcţionării multiplicatorului în cele patru cadrane, au fost calculate erorile medii pătratice ale diferitelor valori măsurate în efectuarea de 10 ori a unui aceluiaşi calcul în fiecare cadran, la intervale egale de timp de 15 min. În acest timp, aparatul a fost menţinut sub tensiune. S-au obţinut în cele patru cadrane erori medii pătratice [5] mici, $\sigma_A = \pm \sqrt{\frac{\Sigma \varepsilon_i^2}{n(n-1)}}$, respectiv $\sigma_{I,II} = \pm \pm 0{,}677 \cdot 10^{-3}$ şi $\sigma_{III,IV} = \pm 1{,}24 \cdot 10^{-3}$. Măsurările au fost făcute cu un voltmetru digital cu impedanţa de intrare de 1 MΩ.

Proiectarea unui multiplicator întrebuinţînd o purtătoare de I.F. (1 kHz — 1 MHz) întîmpină dificultăţi, întrucît există cerinţe contrarii: precizia de multiplicare, lărgimea de bandă şi suprimarea ondulaţiilor purtătoarei. Multiplicarea precisă necesită reţele de rezistenţe precise, eventual termostatate, amplificatoare de curent continuu cu o derivă de curent, raportată la intrare, mică şi cu un cîştig ridicat.

Presupunînd un cîştig suficient pe bucla de reacţie, erorile statice ce mai rămîn în multiplicatorul de tip time-division se datoresc inegalităţii timpilor de comutare, întrucît cele două porţi PE_1 şi PE_2 nu sînt perfect identice, şi varierii timpului de comutare, rezistenţei de intrare şi de ieşire cu tensiunile de intrare U_0 şi U_2 la cele două porţi electronice. Toate aceste erori sînt direct proporţionale cu raportul dintre timpul de comutare şi perioada de repetiţie, astfel că purtătoarele de frecvenţă mai joasă îmbunătăţesc precizia statică.

Răspunsul la frecvenţă al unui multiplicator de tip time-division este acelaşi cu cel al filtrului de netezire F, ce urmează după porţile electronice. Trebuie deci făcut un compromis între precizia dinamică şi cea statică. Multiplicatorul realizat permite înmulţirea unor semnale alternative cu frecvenţa de 500 Hz, cu o eroare mai mică decît 1,3% la capătul scalei. Din acest punct de vedere rezultă o limitare de care trebuie ţinut seamă.

Rotirea fazei şi atenuarea datorită acestui filtru înrăutăţesc precizia multiplicării la frecvenţe mai joase de 10 ori decît frecvenţa purtătoare. În mod convenţional, filtrele trece-jos, proiectate să reducă pulsaţiile la mai puţin decît 0,1% din întreaga scală, vor da naştere la o rotaţie a fazei de 3 — 5°, la o frecvenţă cu cel puţin două decade mai jos decît frecvenţa purtătoare [1]. Aceste filtre sînt voluminoase şi au un preţ de cost ridicat. Poate fi menţionată

în acest sens realizarea firmei Goodyear Aircraft Co.: un multiplicator în patru cadrane cu o precizie statică de 0,04%, cu o rotire a fazei de 0,5° la 100 Hz.

4. Concluzii

Dispozitivele cu buclă închisă cu dubla modulaţie a impulsurilor pot fi utilizate cu succes în calculatoarele electronice analogice moderne, ca dispozitive de multiplicare. Aceste dispozitive permit obţinerea unei precizii de 0,04 — 2% [1], satisfăcătoare în unele calculatoare analogice. Această precizie suficient de ridicată se obţine însă cu o schemă relativ puţin complicată.

Pentru o bună funcţionare a dispozitivului la diferite temperaturi este necesară o sortare prealabilă riguroasă a transistoarelor de la începutul amplificatorului de curent continuu. Precizia dispozitivului poate fi mărită, mărind numărul de etaje al acestui amplificator. Totodată utilizarea acestei scheme cu buclă închisă, de tip time-division multiplier, permite satisfacerea operaţiei combinate $Y = \frac{X_1 \cdot X_2}{X_3}$ fără a utiliza un număr mare de piese.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korn, T. M., Korn, G. A. *Electronic analog and hybrid computers.* New York, McGraw Hill, 1964.
[2] Schefler, S. In: Automatica şi Electronica, nr. 4 1962, p. 168—172.
[3] Millman, M., Taub, P. *Pulse, digital and switching waveforms.* New York, Wiley, 1965.
[4] Colectiv I. Felea. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Proiectare. Vol. 2. Bucureşti, 1964.
[5] *Îndreptar matematic şi tehnic,* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

Conf. ing. IOAN ARSENIE BADEA

Simpozionul internaţional IFAC "Identificarea şi estimarea parametrilor de proces"

În perioada 15—19 iunie 1970 a avut loc la Praga simpozionul internaţional „Identificarea şi estimarea parametrilor de proces", organizat de Institutul de teorie a informaţiilor şi automatică al Academiei de ştiinţe cehoslovace, sub egida Federaţiei internaţionale de reglare automată (IFAC).

La simpozion au luat parte circa 390 de participanţi din 22 de ţări, ca Anglia, Canada, Franţa, Norvegia, Suedia, R.D.G., R.F.G., R.S.C.S., R.S. România, R.P.U., S.U.A., U.R.S.S. etc.

În primele patru zile, atît dimineaţa cît şi după amiaza, s-au ţinut şedinţele de prezentare şi discutare a referatelor. Cu excepţia sesiunii plenare de deschidere şi a celei de închidere, celelalte au fost ţinute simultan în trei secţii distincte (A, B, C).

În cursul simpozionului au avut loc simultan patru „mese rotunde" în care s-au discutat problemele: a) tendinţe viitoare în identificare; b) identificarea în instalaţii şi procese chimice; c) identificarea în centralele termoelectrice şi nucleare; d) identificarea în aeronautică.

În cea de a cincea zi s-au organizat excursii tehnice în anumite domenii de utilizare a automatizării, ca fabricarea de ţevi, industria de automobile, centralele hidroelectrice.

Paralel cu simpozionul a fost deschisă şi o expoziţie de cărţi în domeniul automatizării, apărute în ultimii ani.

Referatele simpozionului au fost multiplicate şi strînse într-o lucrare în două volume [1], ce a fost înmînată participanţilor înainte de începerea şedinţelor de comunicări.

Problemele prezentate şi discutate se grupează în următoarele direcţii principale:

1. Probleme generale de identificare.
2. Metode de distribuţie independente.
3. Criterii de eroare statistică.
4. Tehnica de aproximaţie stocastică şi de instruire.
5. Modele de autoacordare.
6. Reglare adaptivă.
7. Semnale de intrare speciale.
8. Sisteme neliniare.
9. Precizia identificării.
10. Estimarea de stare.
11. Aplicaţii.

În referatul de prezentare, prof. K. J. Astròm şi P. Eykhoff fac o trecere în revistă a principalelor probleme ridicate de identificarea proceselor (referat 0.1).

Se defineşte identificarea unui proces ca determinarea, pe baza mărimilor de intrare şi de ieşire, a unui sistem dintr-o clasă specificată de sisteme, cu care procesul studiat este echivalent.

Conform definiţiei, pentru efectuarea identificării este necesar să se specifice o clasă de sisteme, tipul semnalelor de intrare şi noţiunea de „echivalent".

Noţiunea de „echivalent" este adesea definită ca o funcţie care exprimă o relaţie între mărimile de ieşire din proces y şi din model y_m:

$$V = V(y, y_m).$$

În acest caz, două modele m_1 şi m_2 sînt echivalente dacă funcţiile de echivalenţă :

$$V(y, y_{m1}) = V(y, y_{m2}).$$

Dacă noţiunea de echivalenţă este definită printr-o funcţie V, problema identificării se reduce la o problemă de optimizare, în care se caută un model m astfel încît funcţia V să fie minimă.

Metodele de identificare pot fi clasificate după clasa sistemelor în care se identifică (modele), semnale de intrare şi criteriul de echivalare. De asemenea, în funcţie de cazul studiat, trebuie arătat dacă urmează să se facă calcule off-line sau on-line.

Conform referatului de prezentare, modelele se clasifică în :

— modele neparametrice, ca răspunsul la impuls, funcţia de transfer, funcţia de covarianţă, densitatea spectrală, seriile Volterra ;

— modele parametrice, ca modele de stare :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u, \beta);$$

$$y = g(x, u, \beta),$$

unde :

x este vectorul de stare ;
u — mărimea de intrare ;
y — mărimea de ieşire ;
β — parametru (vector).

Pe cînd în reprezentarea neparametrică nu este necesar să se specifice ordinul procesului în mod explicit, în reprezentarea parametrică acest lucru este necesar să fie făcut în mod corect, întrucît altminteri se produc erori mari.

Prin alegerea convenabilă a semnalelor de intrare este posibil să se simplifice calculul de identificare. Cu toate acestea, din punctul de vedere al aplicaţiilor, este de dorit ca tehnica adoptată să nu fie strict limitată de natura mărimilor de intrare.

Ca criteriu de echivalare se alege adesea minimalizarea unei funcţii de echivalare $V(y,y_m)$. Funcţia de echivalare V este într-un anumit mod formulată cînd este vorba de o problemă de identificare, şi altfel cînd este vorba de o problemă de estimare.

Cel mai des criteriul de identificare $V(y,y_m)$ este exprimat ca o funcţie a erorii, ca de exemplu :

$$V(y, y_m) = \int_0^T \varepsilon^2(t)\, dt,$$

unde :

y, y_m sînt mărimile de ieşire din proces, respectiv din model ;
ε — eroarea ;
T — perioada în care se consideră procesul.

Eroarea poate fi considerată la ieşirea din proces şi model şi se defineşte ca eroare de ieşire :

$$\varepsilon = y - y_m$$

sau ca eroare de intrare :

$$\varepsilon = M^{-1}(y) - M^{-1}(y_m) = u - u_m,$$

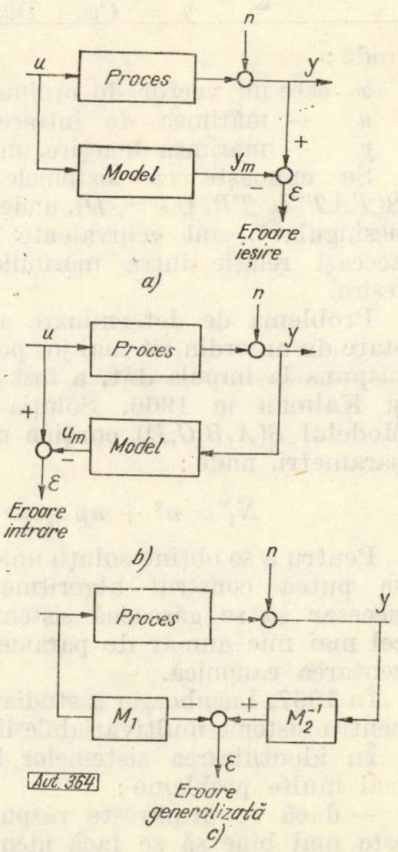


Fig. 1. Diferite tipuri de erori în cazul identificării :
a — eroarea la ieşire ;
b — idem intrare ;
c — idem generalizată.

unde prin $u_m = M^{-1}(y_m)$ se înţelege mărimea de intrare în model care să producă o mărime de ieşire egală cu y_m.

În cazuri şi mai generale, eroarea poate fi definită ca eroare generalizată (fig. 1) ;

$$\varepsilon = M_2^{-1}(y) - M_1(u).$$

Identificarea parametrică se face prin găsirea extremului funcţiei V, considerată ca o funcţie de parametrul β.

Minimalizarea poate fi făcută în diferite moduri :

— printr-un calcul direct, rezolvînd relaţia care trebuie să fie satisfăcută pentru atingerea extremului ;

— printr-un calcul iterativ, ca de exemplu : ajustarea ciclică a parametrilor unul cîte unul ; metoda gradientului ; metoda scăderii în trepte ; metoda Newton ; metoda gradientului conjugat ; metoda de aproximaţie stocastică.

Sistemele liniare invariante în timp pot fi reprezentate în mai multe moduri :

— printr-o relaţie între mărimile de intrare-ieşire, ca răspunsul tranzitoriu sau funcţia de transfer;

— printr-un model de stare $S(A,B,C,D)$, definit prin:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu;$$

$$y = Cx + Du,$$

unde:

x este un vector de ordinul n;

u — mărimea de intrare, un vector p;

y — mărimea de ieşire, un vector r.

Se cunoaşte că sistemele $S(A,B,C,D)$ şi $S(TAT^{-1}, TB, CT^{-1}, D)$, unde T este o matrice nesingulară, sînt echivalente în sensul că au aceeaşi relaţie între mărimile de intrare şi ieşire.

Problema de determinare a unui model de stare de un ordin cît mai jos posibil, care are un răspuns la impuls dat, a fost rezolvată de Ho şi Kalman în 1966. Soluţia nu este unică. Modelul $S(A,B,C,D)$ conţine un număr N_1 de parametri, unde:

$$N_1 = n^2 + np + nr + pr.$$

Pentru a se obţine soluţii unice, ca şi pentru a se putea construi algoritme eficiente, este necesar să se găsească sistemul care conţine cel mai mic număr de parametri, adică reprezentarea canonică.

În 1967, Luenberger a studiat forme canonice pentru sisteme multivariabile liniare.

În identificarea sistemelor liniare se ridică mai multe probleme:

— dacă se urmăreşte răspunsul la impuls, este mai bine să se facă identificarea directă sau este mai bine să se identifice un model parametric şi să se calculeze răspunsul la impuls?

— dacă se cere modelul parametric, este mai bine să fie determinat direct sau mai bine să se stabilească răspunsul la impuls şi apoi să se determine modelul parametric?

— ce se întîmplă cînd modelului parametric i se dă un alt ordin decît cel real?

La aceste probleme nu s-au dat încă răspunsuri generale, s-au dat numai soluţii pentru cazuri particulare.

Identificarea modelului parametric se poate face prin mai multe metode, ca a celor mai mici pătrate, a corelaţiei etc.

Identificarea sistemelor multivariabile, după găsirea unei reprezentări convenabile, se conduce în mod similar cu a celor cu o singură variabilă.

Identificarea sistemelor neliniare ridică probleme mai dificile şi se face prin estimarea printr-un model parametric (metoda Gauss şi Gauss-Newton, metoda gradientului etc.).

În anexă se prezintă lista referatelor din lucrarea multiplicată care conţine referatele simpozionului [1].

Cu ocazia simpozionului s-a anunţat să sînt sub tipar trei cărţi care tratează identificarea, şi anume a lui Astròm [2], Eykhoff [3] şi Sage [4].

Concluzii. Simpozionul de la Praga privind „Identificarea şi estimarea parametrilor de proces" a permis să se tragă unele concluzii:

1. Pe plan mondial s-au făcut în ultimii ani progrese însemnate în rezolvarea problemelor de identificare şi estimare a parametrilor de proces. Referatele prezentate s-au axat în special pe găsirea unor metode noi sau dezvoltarea celor existente şi stabilirea metodelor celor mai adecvate în funcţie de natura procesului tehnologic.

2. Din discuţiile purtate pe marginea referatelor a rezultat necesitatea ca teoreticienii în acest domeniu, care utilizează un instrument matematic la un nivel foarte ridicat, să colaboreze direct cu inginerii automatişti cu o pregătire mai tehnică, astfel încît rezultatele teoretice să poată fi utilizate în practică.

3. S-au dovedit deosebit de fructuoase discuţiile la „mesele rotunde", ca de exemplu cea condusă de prof. Quack pentru centrale termo şi nuclearoelectrice, care a antrenat un mare număr de participanţi în domeniul respectiv.

ANEXĂ

Lista referatelor simpozionului IFAC „Identificarea şi estimarea parametrilor de proces"

0.1. Identificarea sistemelor. Astròm K.J., Eykhoff (S.U.A., Olanda).

1. *Probleme generale*

1.1. Identificarea sistemelor prin metodele de reproducere a inelelor în spaţiul Hilbert. Mosca E. (S.U.A.).

1.2. Tendinţe noi în identificare: distanţă de structură şi topologie. Richalet J., Lecamus F., Hummel P. (Franţa).

1.3. Identificarea sistemelor aleatorii autooscilante. Popkov Yu. S., Shmul'Yan B.L. (U.R.S.S.).

1.4. Determinarea structurilor unui model de ordin redus din matricea de covarianţă a unui proces cu mai multe variabile. Grumbach R. (Norvegia).

1.5. Identificarea on-line a sistemelor liniare multivariabile cu o structură necunoscută la mărimile de intrare-ieşire. Valis J. (R.S.C.S.).

1.6. Tehnica de identificare a tipurilor de instalaţii liniare. Raibman N.S., Anisimov N.A., Chadeyev V.M. (U.R.S.S.).

1.7. Estimarea ordinului sistemelor liniare. Woodside C.M. (Canada).

1.8. Problema incertitudinii în identificarea sistemelor. Stepan J. (R.S.C.S.)

1.9. Identificarea sistemelor prin modele aproximative. Donati F., Milanese M. (Italia).

1.10. Alegerea celor mai buni estimatori liniari. Kovanic P. (R.S.C.S.).

2. *Metode de distribuţie liberă*

2.1. Metodă de grup pentru prelucrarea datelor în scopul soluţionării diferitelor probleme de interpolare în cibernetică. Ivakhnenko A.G., Koppa JU. V. (U.R.S.S.).
2.2. Relaţii stocastice în legătură cu filtrarea liniară şi probleme de identificare. Cuenod M., Ivanes M., Libre M. (Elveţia, Franţa, Canada).
2.3. Estimarea lui Tally a modelului Astròm pentru sisteme stocastice. Peterka V., Halovskova A. (R.S.C.S.).
2.4. O metodă de identificare pentru sistemele multivariabile derivată din metoda de corelaţie. Labarrère M., Roche A., Gimonet B., Krieff J.P.(Franţa).
2.5. Aplicarea funcţiilor pseudosensibile în identificarea sistemelor dinamice liniare. Vuskovic M.I., Bingulac S.P., Djoravicm (R.S. Jugoslavia).
2.6. Contribuţie la estimarea şi sinteza de parametri şi de stare prin cvasiliniarizare. Vanelek A., Fesel J. (R.S.C.S.).
2.7. Două metode de identificare folosind estimarea parametrilor. Petersen J. (U.R.S.S.).
2.8. Modelarea Markov prin analiza de corelaţie aplicată la identificarea unei maşini de hîrtie în absenţa semnalului de probă. Gerdin K. (Suedia).
2.9. Un nou algoritm de identificare pentru sisteme liniare discrete. Ochem W., Rault A., Weigarten M. (R.F.G., Franţa, R.F.G.).
2.10. Comparaţia unor algoritme pentru actualizare prin metoda celor mai mici pătrate. Smuk K. (R.S.C.S.).

3. *Criterii de eroare statistică*

3.1. Identificarea prin metoda verosimilităţii maxime a sistemelor cu zgomot. Woo K.T. (S.U.A.).
3.2. Asupra problemei ambiguităţilor în identificarea prin metoda verosimilităţii maxime. Bohlin T. (Suedia).
3.3. Identificarea on-line a sistemelor variabile în timp. De Larminat Ph., Tallec M.H. (Franţa).
3.4. Determinarea momentelor de timp ale unei schimbări în proprietăţile statistice ale proceselor aleatorii. Telksnys L., Cerniauskas V. (U.R.S.S.).

4. *Aproximaţia stocastică şi tehnica instruirii*

4.1. Aplicaţie a metodelor de clasificare automată în identificarea proceselor în industrie. Dorofeyuk A.A., Kasavin A.D., Targavitsky I. Sh. (U.R.S.S.).
4.2. Un procedeu de identificare on-line a sistemelor cu timp discret. Stankovic S., Velasevic D., Carapic M. (R.S. Jugoslavia).

5. *Metode autoajustabile*

5.1. Acordarea regulatorului şi estimarea parametrului de proces prin analiza directă a graficului la mărime de intrare în treaptă. De Reuck J.P. (Belgia).
5.2. Identificarea cu ajutorul sistemelor instruibile. Vysaky P., Eck P. (R.S.C.S.).
5.3. Algoritm multivariabil adaptiv pentru identificarea stocastică a unei instalaţii chimice neliniare. Aguilar-Martin J., Banon G. (Franţa).
5.4. Experienţă practică cu o metodă de instruire a unei identificări de proces. Beck M.S., Birch P.R., Bunn P.R., Gough N.E., Stoodley K.D.C., Williams D.C. (Anglia).

6. *Reglarea adaptivă*

6.1. Identificarea şi reglarea simultane pentru procese cu timp mort. Philipson P.H., Turtle D.P. (Anglia).
6.2. Reglarea digitală adaptivă a sistemelor cu zgomot. Peterka V. (R.S.C.S.).
6.3. Un procedeu pentru reglarea adaptivă folosind identificarea în timp real. Wieslander J., Wittenmark B. (Suedia).
6.4. Estimarea de parametri deterministici pentru reglarea suboptimală. Perkins W.R., Kokotovic P.V. (S.U.A.).
6.5. O metodă de reglare adaptivă on-line. Mendes M. (R.F.G.).
6.6. Un regulator adaptiv simplu. Marsik J. (R.S.C.S)
6.7. Reglarea adaptivă şi identificarea reactoarelor nucleare. Bereznai G.T., Sinha N.K. (Canada).
6.8. Optimizarea procesului prin programarea adaptivă. Kocsis J. (R.P.U.).
6.9. Identificarea şi autoadaptarea prin metoda funcţiilor semn. Aubé G., Giraud S. (Canada).
6.10. Reglarea adaptivă prin identificări succesive şi optimizări. Cavailiè J.B. Barrouil C., Delmas J., Letty L., Henry J.J. (Franţa).

7. *Semnale de intrare speciale*

7.1. Aplicarea de semnale pseudoaleatorii la procese industriale şi centrale nucleare. Godfrey K.R. (Anglia).
7.2. Estimarea coeficienţilor sistemelor liniare din răspunsurile cu zgomot la semnale binare multisecvenţiale. Van den Bos (Olanda).
7.3. Identificarea sistemelor neliniare prin semnale pseudoaleatorii cu mai multe nivele. Kichatov Yu. F., Tenengolts G.M., Dyn'Kin U.N. (U.R.S.S.).
7.4. Identificarea de sisteme liniare sau discrete cu derivă folosind semnale pseudoaleatorii. Nikiforuk P.N., Gupta M.M., Hoffmann R. (Canada).
7.5. Compararea metodelor deterministice şi statistice pentru identificarea sistemelor prin măsurători de încercări asupra unui sistem de reglare industrial perturbat. Welfonder E., Hasenkopf O. (R.F.G.).
7.6. Algoritm pentru măsurarea funcţiei de transfer a unui sistem liniar din valorile măsurate ale unui răspuns tranzitoriu la un salt treaptă unitar. Jezek J. (R.S.C.S.).
7.7. Alegerea semnalelor de intrare pentru determinarea parametrilor variabili în timp. Segerstahl B., Blomberg H. (Finlanda).
7.8. Frecvenţa semnalului de intrare în identificare. Cumming I.G. (Anglia).
7.9. Sistem de identificare prin estimarea distribuţiilor de probabilitate şi a momentelor. Bubniki Z. (R.P.P.).
7.10. Asupra aproximaţiei sistemelor printr-un set de funcţii ortogonale necontinue şi influenţa proprietăţilor semnalului de intrare faţă de precizia la care se poate ajunge. Sutek L., Varga M. (R.S.C.S.).

8. *Sisteme neliniare*

8.1. Asupra structurii unei clase de probleme de identificare de sistem. Root W.L. (S.U.A.).
8.2. Asupra observabilităţii sistemelor neliniare. Schoenwandt U. (S.U.A.)
8.3. Asupra unei clase de identificare de sisteme neliniare în circuit închis. Jumarie G. (Franţa).

9. *Precizia identificării*

9.1. Precizia necesară a modelelor matematice liniare invariante în timp ale elementelor reglate. Iserman R. (R.F.G.).
9.2. Determinarea zonelor de toleranţă optime ale erorilor de măsură aleatorie în identificarea proceselor perturbate. Wilfert H.H. (R.D.G.).
9.3. Precizia algoritmului de identificare a sistemelor cu parametri distribuiţi. Zhivoglyadov V.P., Kaipov V. Kh. (U.R.S.S.).
9.4. Asupra alegerii modelului care să reprezinte un proces periodic liniar supus la perturbaţii aleatorii. Bhattacharyya R.K. (S.U.A.).
9.5. Efectele derivei şi neliniarităţii asupra estimaţiilor intercorelaţiei cu semnale pseudoaleatorii binare. Brown R.F. (Australia).
9.6. Asupra impreciziei problemei de identificare a sistemului dinamic. Leonov Yu. P. (U.R.S.S.).
9.7. Metode prin sinteza sensibilităţii a semnalelor de intrare optimale pentru identificarea parametrilor. Inove K., Ogino K., Sawaragi Y. (Japonia).
9.8. Limitele preciziei în procedeele de identificare. Herles V. (R.S.C.S.).

9.9. Funcţiile de corelaţie şi intercorelaţie a proceselor staţionare aleatorii: metodă de valoare experimentală. Itskovich E.L., Tsaturova I.A. (U.R.S.S.).

10. *Estimarea de stare*

10.1. Un estimator de stare adaptiv. Baggerud A., Balchen J.G. (Norvegia).
10.2. Filtrarea şi netezirea după cele mai mici pătrate pentru sisteme liniare cu parametri distribuiţi. Meditch J.S. (S.U.A.).
10.3. Comparaţia unor scheme de identificare cu mai mulţi parametri folosind filtrele Kalman-Bucy de ordinul unu şi doi extinse şi funcţii de sensibilitate. Tait G.R., Belanger P.R. (Canada).
10.4. Aplicarea unei metode de aproximaţie statistică pentru filtrarea liniară optimă. Farooq M., Mahalanabis A.K. (Canada).
10.5. Estimarea comportării umane; analiză de sensibilitate. Joisa H.R., Kumar K.S.P. (S.U.A.).

11. *Aplicaţii*

11.1. Analiza prin corelaţie a datelor de exploatare a furnalelor cu aer insuflat. Rake H. (R.F.G.).
11.2. Aplicaţii ale metodelor de identificare în aeronautică. Rault A., Pouliquen R., Le Fevre (Franţa).
11.3. Identificarea în timp real on-line a parametrilor unei centrale termoelectrice. Mizutani H., Kitami T. (Japonia).
11.4. Comparaţie a diferitelor metode de identificare a modelelor liniare pentru procese industriale. Gustavson I. (Suedia).
11.5. Asupra unei metode de identificare a unui sistem cardiovascular. Szucs B., Manos E., Csaki F. (R.P.U.).

BIBLIOGRAFIE

[1] *Identification and process parameter estimation.* Preprints of the 2-nd Prague IFAC Symposium 15—20 june 1970. Academia-Prague, 1970.
[2] Aström, K. J. *Introduction to stochastic control theory.* Academic Press, 1970 (sub tipar).
[3] Eykhoff, P. *System parameter and state estimation.* Londra, Wiley, 1970 (sub tipar).
[4] Sage, A. P. şi Melsa, J. L. *System identification.* New York, Academic Press, 1970 (sub tipar).

RECENZII

I. E. Teodorescu. **Generatoare de neutroni — Principii şi utilizări.** Bucureşti, Ed. Academiei R.S.R.,1969.

Apărută în Editura Academiei, lucrarea dr. ing. I.E. Teodorescu „Generatoare de neutroni" completează arsenalul bibliografic românesc existent în domeniul fizicii şi tehnicii producerii şi utilizării particulelor încărcate şi neutre (sub semnătura aceluiaşi autor, în Editura Academiei a mai apărut lucrarea „Acceleratoare de particule încărcate").

Iniţiator al unei mari părţi din lucrările teoretice şi experimentale legate de producerea şi utilizarea fasciculelor de particule încărcate, autorul vine în întîmpinarea unei cerinţe din ce în ce mai acute a celor care lucrează în domeniul instalaţiilor nucleare: sistematizarea, într-o lucrare unitară, a vastului material bibliografic existent, referitor la principiile şi utilizările instalaţiilor producătoare de particule neutre din punct de vedere electric — neutronii.

Proprietăţile remarcabile ale neutronului l-au impus în ultimul timp ca mijloc indispensabil în investigaţiile ştiinţifice cu caracter teoretic şi în special aplicativ. Rezultatele cercetărilor referitoare la proprietăţile neutronului şi mecanismul interacţiunilor acestuia cu substanţa au sugerat multiple posibilităţi de aplicare practică, unele experimentate cu succes, iar altele în curs de asimilare industrială. În acest scop au fost realizate numeroase instalaţii pentru generarea neutronilor, aparatura de detecţie şi de prelucrare a informaţiei furnizate de interacţiunile dintre neutroni şi materia cercetată, precum şi diferite metode de investigaţie cu ajutorul neutronilor.

În cartea „Generatoare de neutroni" sînt îmbinate în mod sistematizat cele trei etape caracteristice oricărei acţiuni de cercetare ştiinţifică: studiul proprietăţilor şi proceselor care concură la apariţia fenomenului cercetat, baza tehnico-materială necesară pentru punerea lui în evidenţă şi aplicarea rezultatelor cercetării în domeniul productiv. Astfel, sînt tratate pe larg noţiunile specifice domeniului: proprietăţile neutronului, procesele nucleare generatoare de neutroni (generarea cu ajutorul izotopilor radioactivi sau al electronilor şi ionilor accelerati), aspectele fundamentale ale interacţiunii neutronilor cu materia.

Un mare volum al lucrării este dedicat instalaţiilor cu ajutorul cărora se pot produce neutronii şi aparaturii aferente: surse radioizotopice, acceleratoare de electroni (betatronul, sincrotronul de electroni, microtronul, acceleratoarele liniare rezonante), acceleratoare de ioni (ciclotronul, sincrociclotronul, acceleratoarele liniare rezonante, acceleratoarele directe), surse de înaltă tensiune, surse de ioni, ţinte producătoare de neutroni.

Ultima parte a cărţii este afectată domeniului aplicaţiilor neutronului: analiza structurală a materiei (cu implicaţii în metalurgie, industria prelucrătoare, explorări geologice şi miniere, biologie şi medicină, cercetarea spaţiului cosmic), controlul nedistructiv cu neutroni, măsurarea proprietăţilor fizice ale substanţelor, terapia cu neutroni, producţia de radioizotopi etc.

Fiind însoţită de o bogată bibliografie, de relaţii de dimensionare şi de exemple de rezolvare a problemelor constructive, de nomograme şi tabele de valori numerice utile în proiectarea şi realizarea unor instalaţii, cartea se adresează specialiştilor din domeniul fizicii şi tehnicii nucleare, specialiştilor din alte domenii interesaţi în aplicarea metodelor neutronice în ramurile de activitate, precum şi studenţilor a căror orientare este îndreptată către fizica şi tehnica nucleară.

Date fiind actualitatea tematicii, nivelul ştiinţific la care este tratată şi prioritatea în timp a apariţiei cărţii, ar fi utilă traducerea într-o limbă de circulaţie şi editarea peste hotare.

D.M. Timuş

E 2551

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE PE RUBRICI ŞI PROBLEME
AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1970
ARTICOLE ŞI NOTE

Teoria sistemelor automate

Determinarea experimentală a caracteristicilor statice, nr. 1, p. 22—27.

Identificarea caracteristicilor sistemului electroenergetic pentru studiul reglajului frecvenţă-putere, nr. 1, p. 17—22.

Identificarea proceselor utilizînd modele ajustabile, nr. 1, p. 9—16.

Metode de calcul al sensibilităţii sistemelor automate continue, nr. 2, p. 47—55.

Metode statistice pentru identificarea proceselor automatizate nr. 1, p. 1—9.

Modele matematice şi identificarea proceselor, nr. 5, p. 238—239

O metodă de identificare a proceselor de ordinul doi pentru instalaţii automatizate invariante în timp, nr. 3, p. 128—130.

Simpozionul internaţional IFAC „Identificarea şi estimarea parametrilor de proces" nr. 6, p. 280—284.

Elementele sistemelor automate

Caracteristicile statice ale amplificatorului proporţional cu interacţiunea jeturilor, nr. 3, p. 130—136.

Convertor tensiune-frecvenţă, nr. 2, p. 81—85.

Dispozitiv pentru măsurarea automată a defazajului dintre două trenuri de impulsuri şi compararea numărului de impulsuri conţinute de acestea, nr. 6, p. 245—249

Elemente fluidice bistabile cu intrare de numărare, nr. 6, p. 259—264

Principii de realizare a sumatoarelor fluidice numerice, nr. 6, p. 254—259

Principii noi în construcţia regulatoarelor pneumatice analogice, nr. 4, p. 181—190.

Traductoare corelative pentru măsurarea vitezelor şi deplasărilor, nr. 4, p. 177—181.

Aplicaţiile industriale ale sistemelor automate

Bariere de siguranţă, metodă modernă de protecţie antiexplozivă cu siguranţă intrinsecă, nr. 4, p. 153—161.

Progrese importante în industria electronică şi de automatizări, nr. 5, p. 195—197

Sesizori fluidici, nr. 2, p. 85—87.

Utilizarea elementelor logice în sisteme de reglare continue, nr. 3, p. 114—117.

Utilizarea grafurilor de transfer la obţinerea matricei rezolvente la sistemele liniare invariante în timp, nr. 6, p. 264—266.

Telemecanică

Relaţia proces-flux informaţional, nr. 3, p. 121—124.

Siguranţa în funcţionare a circuitelor logice utilizate în sistemele automate, nr. 2, p. 56—67.

Sisteme de sincronizare utilizînd tranziţiile între simboluri, nr. 5, p. 220—224

Calculatoare electronice

Aspecte ale utilizării calculatoarelor electronice de birou în planificare, nr. 2. p. 92—96.

Asupra procesului de indexare automată în sistemele de informare, nr. 3, p. 136—138.

Scheme utilizate la codarea şi decodarea codurilor ciclice, nr. 2, p. 88—92.

Sumator rapid pentru blocul aritmetic al unui calculator numeric paralel, nr. 4, p. 166—171.

Un sistem simplu şi economic de decodificare şi afişare pentru circuite digitale, nr. 3, p. 111—114.

Programare şi modelare

Calculul consumului de energie electrică cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice, nr. 4, p. 172—176.

Modelarea analogică a schemelor de reglare automată a maşinilor sincrone cu excitaţie statică, nr. 5, p. 211—216

O schemă nouă de operator compus pentru realizarea funcţiei de transfer de ordin doi-doi, de tipul trece-tot, nr. 6, p. 249—254

Un algoritm de recunoaştere a formelor plane, nr. 2, p.68—74.

Electronică industrială şi dispozitive

Amplificatoare operaţionale integrate, nr. 4, p. 150—153.

Asupra stabilităţii frecvenţei unor oscilatoare RC cu constante distribuite, nr. 1, p. 34—37.

Contribuţii la studiul registrelor de deplasare bitact realizate cu miezuri de ferită, nr. 4, p. 143—150.

Discriminator de secvenţă binară capabil de detecţia erorilor, nr. 6, p. 267—275

Dispozitiv de multiplicare şi demultiplicare cu dubla modulaţie a impulsurilor, nr. 6, p. 275—280

Metode de comparare a două numere binare, nr. 5, p.224—227

Numărătorul portabil cu cronometru electronic NP—537 A, nr 4, p. 161—166.

O metodă de realizare a reacţiei globale de curent în amplificatoarele cu etaj final în clasă B, acţionînd un detector sensibil la fază, nr. 5, p. 202—206

Optimizarea circuitelor după criteriul complex siguranţă în funcţionare — cost. Aplicaţie la determinarea schemelor optime de sumatoare, nr. 5, p. 198—201

Parametrii de stabilizare ai stabilizatorului cu funcţionare în regim de comutare, nr. 1, p. 38—39.

Progrese importante în industria electronică şi de automatizări, nr. 5, p. 195—197

Sinteza numărătoarelor folosind bistabili de tipul JK cu declanşare prin front, nr. 3, p. 124—128.

Sursă de putere stabilizată pentru alimentarea evaporatoarelor de la instalaţiile de depuneri în vid, nr. 2, p. 75—81.

Tahistoscop şi reactometru electronic pentru studii de psihologie, nr. 5, p. 207—211

Unele aparate electronice pentru studiul motoarelor cu ardere internă de autovehicule în condiţii de cale, nr. 3, p. 99—103.

Unele sisteme închise de comandă pentru tiristoarele bioperaţionale, nr. 1, p. 28—33.

Viscozimetru de vibraţii, nr. 3, p. 117—121.

Voltmetru electronic de vîrf, nr. 5, p. 217—219

Wattmetru electronic, nr. 3, p. 108—111.

Tehnică nucleară

Controlul nedistructiv cu neutroni, nr. 5, p. 228—237

Dispozitiv numeric pentru stabilizarea unui spectrometru gama de scintilaţie, la viteze de numărare mici, nr. 3, p. 104—107.

Noutăţi din domeniul aparaturii de automatizare şi de prelucrare a datelor

nr. 3, p. 139—141
nr. 4, p. 190—192
nr. 5, p. 240—242

Recenzii

nr. 1, p. 40—44
nr. 2, p. 96—97
nr. 3, p. 141—142
nr. 4, p. 192
nr. 5, p. 242—244
nr. 6, p. 284

Documentare

nr. 1, p. 44—45
nr. 4, p. 193

Cronică

nr. 2, p. 98
nr. 4, p. 193—194

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA 1970

A

Andreescu R.: nr. 3, p. 117—121
Arie E.: nr. 1, p. 17—22

B

Badea I. A.: nr. 6, p. 280—284
Beloiu D.: nr. 5, p. 224—227
Bivol I.: nr. 1, p. 9—16
Boconcios I.: nr. 4, p. 150—153
Boiucaner L.: nr.3, p. 104—107

C

Călin S: nr. 2, p. 47—55
Cătănescu V.: nr. 3, p. 124—128; nr. 4, p.161—166
Ceangă E.: nr. 1, p. 9—16
Ceaptru M.: nr. 3, p. 128—130; nr. 6, p. 264—266
Cupcea N.: nr. 5, p. 207—211

D

Deatcu E.: nr. 2, p. 56—67
Dobrescu D.N.: nr. 2, p. 56—67; nr. 5, p. 198—201
Duma M.: nr. 3, p. 121—124
Dumitrache I.: nr. 6, p. 254—259

F

Florea S.: nr. 2, p. 85—87
Florescu D.: nr. 5, p. 211—216

G

Găburici V.: nr. 2, p. 85—87; nr. 6, p 259—264
Geber T.: nr. 4, p. 166—171
Gherguş F.: nr. 6, p. 267—275
Ghione R.: nr. 5, p. 211—216
Grânescu S.: nr. 5, p. 217—219

H

Hartular Şt.: nr. 5, p. 202—206

I

Ianuş M.: nr. 2, p. 81—85
Ionescu G.: nr. 1, p. 1—9; nr. 5, p. 238—239
Istrate L.: nr. 3, p. 99—103

K

Kun I.: nr. 2, p. 88—92

L

Lazăr I.: nr. 5, p. 217—219

M

Manea Fl.: nr. 1, p. 17—22
Mangiurea O.F.: nr. 2, p. 92—96
Manolescu Anca: nr. 1, p. 34—37
Manolescu A.: nr. 1, p. 34—37
Marinescu P.V.: nr. 3, p. 130—136
Mihuţ I.: nr. 3, p. 99—103; nr. 5, p. 207—211
Moldoveanu C.: nr. 3, p. 108—111
Mureşan T.: nr. 2, p. 81—85
Murgan A.: nr. 6, p. 267—275

N

Negoiţă C.: nr. 3, p. 136—138
Nistor M.: nr. 3, p. 111—114
Nitu C.I.: nr. 3, p. 114—117

O

Oprică D.: nr. 2, p. 75—81

P

Palcu I.: nr. 2, p. 47—55; nr. 4, p. 177—181; nr. 6, p. 245—249
Petcu D.: nr. 4, p. 181—190
Pilat F.: nr. 6, p. 275—280
Poeată N.: nr. 6, p. 249—254
Poenaru D.: nr. 4, p. 161—166
Popa Al.: nr. 4, p. 172—176
Popa I.: nr. 4, p. 143—150

R

Roisman W.: nr. 4, 153—161

S

Segal S.: nr. 5, p. 195—197
Silard A.: nr. 1, p, 28—33
Sprînceană N.: nr. 6, p. 245—249
Stănciulescu F.: nr. 5, p. 211—216
Stere R.: nr. 3, p. 99—103; nr. 5, p. 207—211

Ş

Şarlea I.: nr. 1, p. 22—27

T

Tătaru Em.: nr. 1, p. 38—39
Tertişco M.: nr. 1, p. 22—27; nr. 5, p. 238—239
Timuş D.M.: nr. 5, p. 228—237

V

Vinea A.: nr. 2, p. 68—74
Vinea Vl.: nr. 2, p. 68—74

W

Weissmann E.: nr. 5, p. 220—224

Z

Zaharescu A.: nr. 5, p. 202—206

CONTENTS

374 : 621.317.77

ceană, N. and *Palcu, I.* :

e for automatic measurement of the dephasing of two trains and comparison of the number of pulses they ain.

matica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 245–249

'he paper describes a device, designed and achieved by authors, which permits to obtain the results both under alog and digital form.

C 621.374.5

Poeată Nina :

A new compound operator diagram for achievement of two-two order transfer function of the pass-all type.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 249–254

The author deals with the possibility of a synthesis of retardation device diagrams.

DC 681.335.5 : 532

Dumitrache, I. :

Principles for the achievement of fluidic digital summation instruments.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 254–259

The paper draws up the optimum diagram of such a summation instrument, making use of a reduced number of fluidic elements.

DC 532 : 621.373.431.1

Găburici, V. :

Flip-flop fluidic elements with counting input.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 259–264

The author presents several diagrams of flip-flop elements with counting input, achieved by fluidic elements based on Coandă effect and on interaction of air jets.

DC 621.391 : 518.4

Ceapîru, M. :

Utilization of transfer graphs for the achievement of the resolvent matrix in time-invariant linear systems.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 264–266

The author reduces the usual inversion calculus to a transmitance calculus.

DC 681.325.6 : 621.391

Murgan, Adr. and *Gherguş Felicia* :

Binary sequence discriminator able to detect errors.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 267–275

The paper deals with the study of diagnosable sequential automation and in particular with a self-controlled binary sequence discriminator.

DC 681.335.5

Pilat, Fl. :

Multiplication-demultiplication device with double modulation of pulses.

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 275–280

The paper describes an analog multiplication device with double modulation of pulses.

DC 621.391 : 621–52 : 061.3

Badea, I.A. :

IFAC international symposium „Identification and estimation of process parameters".

Automatica şi Electronica 14, nr. 6, nov-dec 1970, p. 280–284

BOOK REVIEW 284

ALPHABETICAL INDEX 285–286

SOMMAIRE

CD 621.374 : 621.317.77

Sprînceană, N. et *Palcu, I.* :

Dispositif pour le mesurage automatique du déphasage entre deux trains d'impulsions et la comparaison du nombre d'impulsions qu'ils contiennent.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 245–249

On décrit un dispositif conçu et réalisé par les auteurs dans le but énoncé et qui permet d'obtenir le résultat soit sous forme analogique soit sous forme numérique.

CD 621.374.5

Poeată Nina :

Un nouveau schéma d'opérateur composé pour réaliser la fonction de transfert d'ordre deux-deux, de type passe-tout.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 249–254

On discute la possibilité de synthétiser certains schémas de dispositifs de retardement.

CD 681.335.5 : 532

Dumitrache, I. :

Principes de réalisation des sommateurs fluidiques numériques.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 254–259

On établit le meilleur schéma d'un tel sommateur en utilisant un très petit nombre d'éléments fluidiques.

CD 532 :621.373.431.1

Găburici, V. :

Eléments fluidiques bistables à entrée de comptage.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 259–264

On présente plusieurs schémas d'éléments bistables à entrée de comptage, réalisés avec des éléments fluidiques basés sur l'effet Coandă et sur l'interaction des jets d'air.

CD 621.391 : 518.4

Ceapîru, M. :

L'emploi des graphes de transfert pour l'obtention de la matrice résolvante dans le cas des systèmes linéaires invariants dans le temps.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 264–266

L'auteur réduit le calcul habituel d'inversion à un calcul de transmittances.

CD 681.325.6 :621.391

Murgan, Adr. et *Ghergus Felicia* :

Discriminateur de séquence binaire capable de détecter les erreurs.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 267–275

L'article étudie les automates séquentiels diagnosables et particulièrement un discriminateur de séquence binaire à autocontrôle.

CD 681.335.5

Pilat, Fl. :

Dispositif de multiplication et démultiplication à double modulation des impulsions.

Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 275–280

On décrit un dispositif analogique de multiplication à double modulation des impulsions.

CD 621.391 :621–52 : 061.3

Badea, I.A. :

Le symposium international IFAC sur l'identification et l'estimation des paramètres des processus.

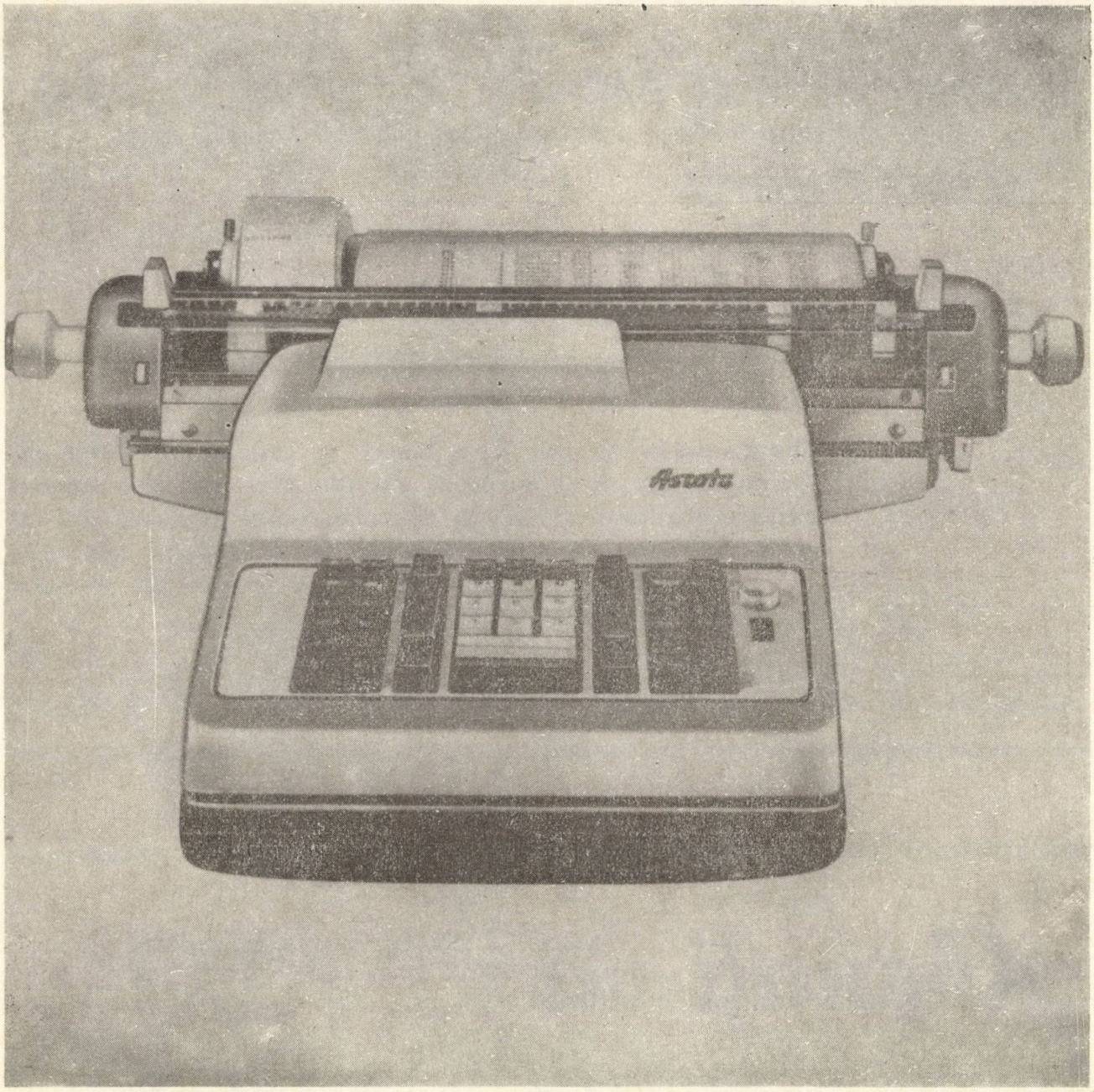
Automatica şi Electronica 14, no. 6, nov-dec 1970, p. 280–284

COMPTE RENDU 280

INDEX ALPHABÉTIQUE 285–286

Büromaschinen-Export GmbH Berlin, 108 Berlin,
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

Ascota



Microautomat de contabilizare cu randament superior

Pentru industrie, comerț, administrație, util în toate domeniile economice și în cele mai mici birouri.

ASCOTA 071 este un microautomat de contabilizare, care poate fi folosit atît ca dispozitiv de contabilizare autonom, cît și pentru colectare de date. Caracteristici speciale: format mic, înaltă performanță, rațional, sigur și rapid. ASCOTA 071 înseamnă:

— un înalt grad de automatizare
— economisire de timp
— un aparat cu capacitate superioară din RDG

Este echipat cu 2, 4 sau 6 dispozitive de soldare. Introducerea datelor și manevrarea cu ajutorul unei claviaturi mici cu mare viteză de imprimare. Printr-o singură apăsare a unei clape pot fi declanșate instantaneu 10 funcții automate. Repartizarea restrînsă a dispozitivelor de imprimare permite folosirea unor formulare de dimensiuni reduse. Comutare pe patru programe automate, ușor interschimbabile.

Un automat eficient! Avantajos pentru dumneavoastră!

ASCOTA 071 vă oferă multiple avantaje!

PUBLICOM

Costul unui abonament:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

individual 70 lei, pentru întreprinderi 150 lei (12 apariții anual)

ELECTROTEHNICA

individual 30 lei, pentru întreprinderi 100 lei (12 apariții anual)

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

individual 30 lei, pentru întreprinderi 100 lei (6 apariții anual)

Abonamentele se pot face zilnic la casieria redacției din str. Mărdinești nr. 3, București, sectorul IV — sau prin mandat poștal pe adresa: Oficiul de documentare și publicații tehnice al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, București, str. Mărdinești nr. 3, sectorul IV, în contul de viramen nr. 30.06.03.00 BNRSR—filiala sector I.

INFORMAȚII SUPLIMENTARE SE OBȚIN LA TELEFON 13.90.87

Abonați-vă

la revistele:

CONSTRUCȚIA DE MAȘINI

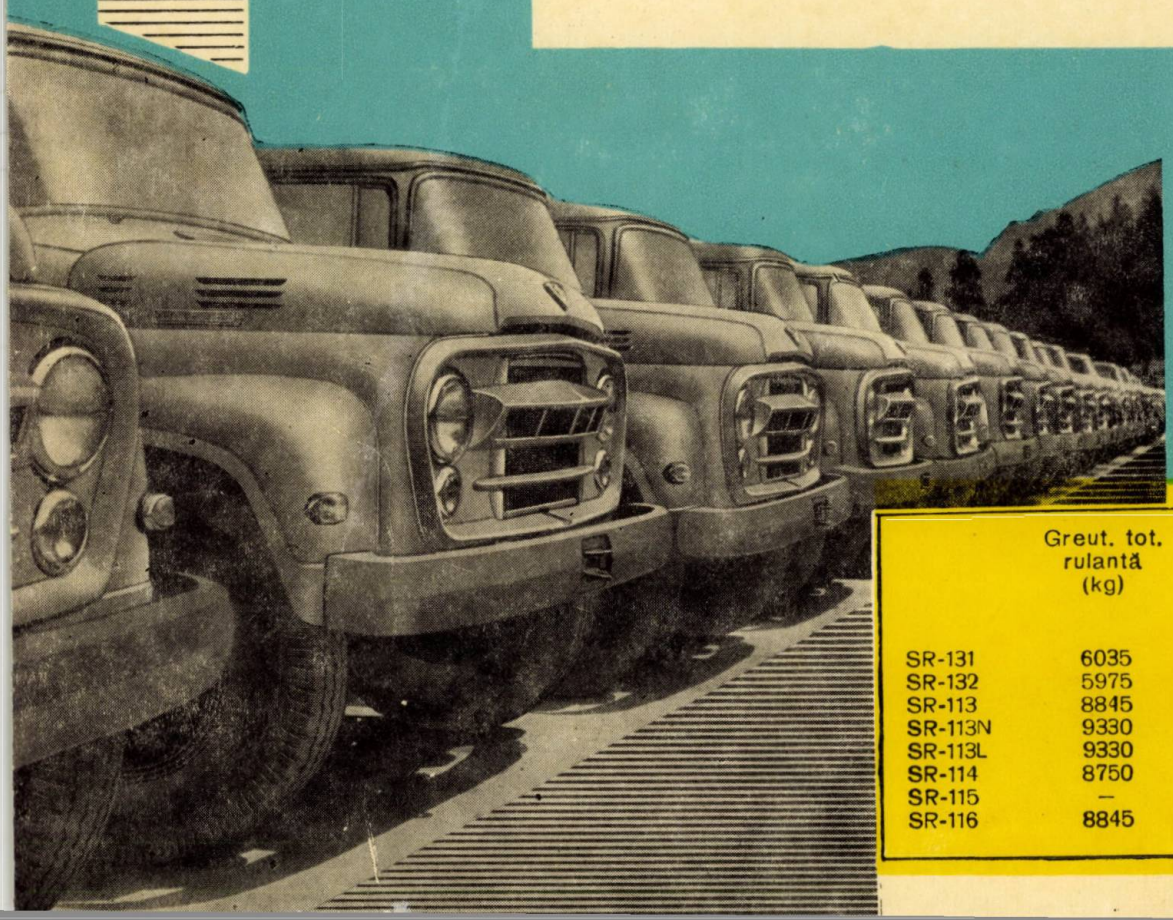
AUTOMATICA și ELECTRONICA

ELECTROTEHNICA

UZINA DE AUTOCAMIOANE BRAŞOV

Vă oferă:

Autovehicule corespunzătoare pentru toate necesităţile de transport, de la 2 t pînă la 5 t sarcină utilă, cu una sau două axe motoare, echipate cu motoare puternice tip SR-211 cu o putere nominală de 140 CP.



	Greut. tot. rulantă (kg)	Greut. tot. rulantă în autotren (kg)	Viteza maximă (km/h)
SR-131	6035	–	90
SR-132	5975	7975	90
SR-113	8845	14845	80
SR-113N	9330	16680	90
SR-113L	9330	16680	90
SR-114	8750	12250	80
SR-115	–	16700	80
SR-116	8845	–	80

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO
ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA

STR. EROU IANCU NICOLAE NR. 32 ● SECTORUL 2
TELEFON 33.38.30 ● TELEX 011203

IPRS
BĂNEASA

produce:

PIESE RADIO

Rezistoare fixe cu peliculă de carbon
Rezistoare bobinate
Termistoare
Condensatoare cu poliester
Condensatoare cu polistiren
Condensatoare electrolitice normale
Condensatoare electrolitice miniatură
Condensatoare ceramice
Condensatoare hîrtie — uz general
Condensatoare cu hîrtie metalizate
Condensatoare telefonice
Condensatoare auto
Condensatoare pentru tuburi fluorescente
Cablaje imprimate

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Transistoare cu germaniu, de joasă frecvenţă
— de mică putere
— de medie putere
— de putere
Transistoare cu germaniu, de înaltă frecvenţă
— de mică putere
— drift de mică putere
Diode cu germaniu cu contact punctiform
Redresoare cu germaniu de medie putere
Fotodiode cu germaniu
Diode redresoare cu siliciu
— de mică putere
— de putere
Diode stabilizatoare de mică putere cu siliciu

Vizitaţi-ne la

TÎRGUL INTERNAŢIONAL
BUCUREŞTI

I.P.R.S. — Băneasa editează, în cursul anului 1970, un catalog de dispozitive semiconductoare şi un catalog de piese radio. Doritorii vor adresa cererile lor, pentru înscrierea în tiraj, la:

INTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTORI BĂNEASA
CABINETUL TEHNIC ● Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32 ● BUCUREŞTI ● SECTORUL 2